radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Ein Transistorsuper für Auto und Heim

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JULI 1962

13



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállala., P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

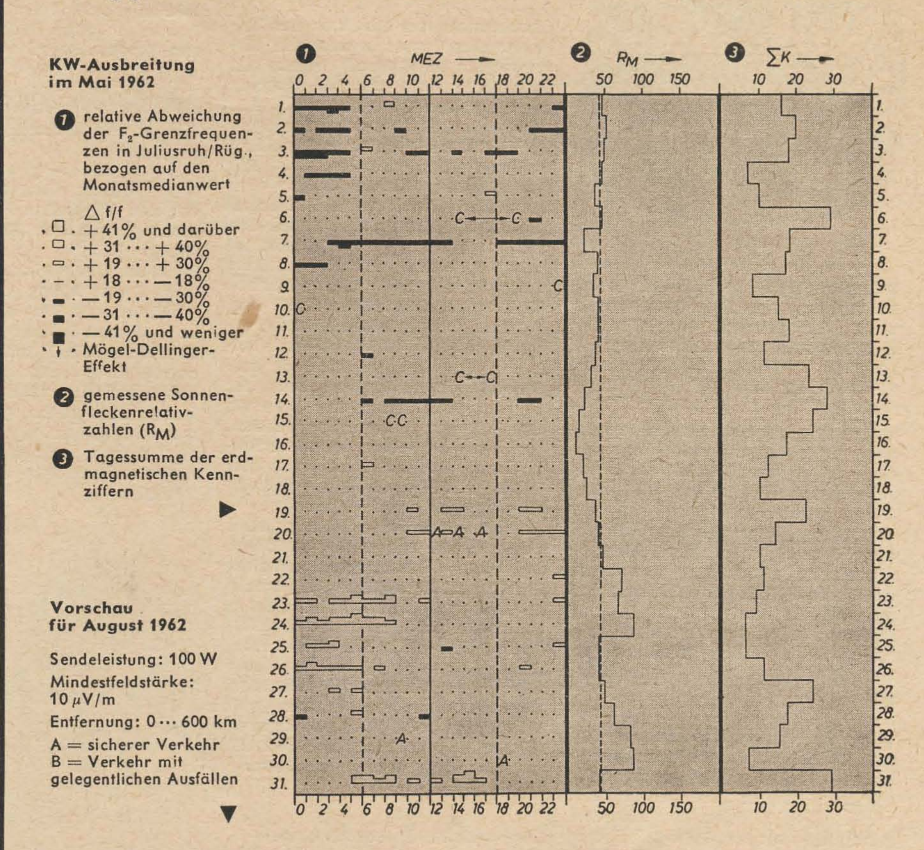


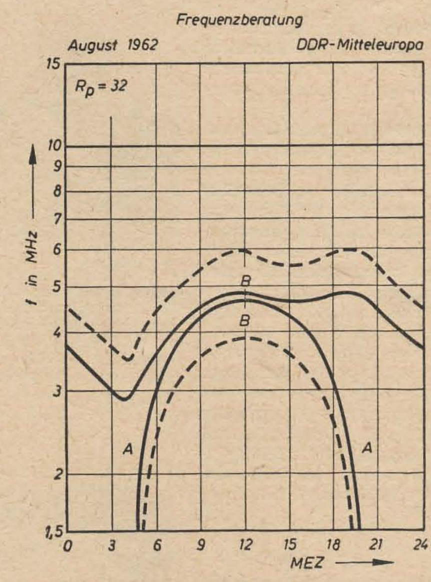
Titelbild:

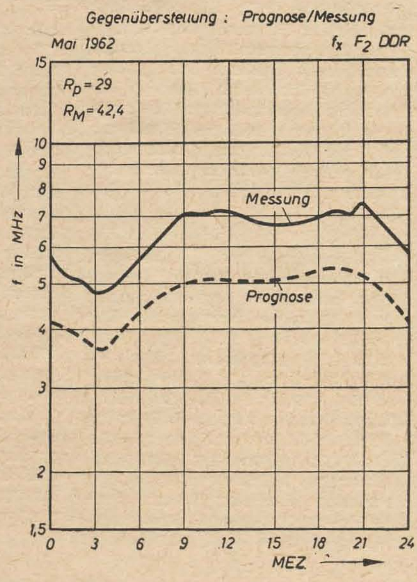
„stern 4" — das ideale Gerät für Wochenend und Urlaub — ist ein neues Erzeugnis unserer volkseigenen Industrie. Die beiden jungen Damen auf unserem Titelbild scheinen mit ihrem Campingpartner recht zufrieden zu sein.

Die KW-Ausbreitung im Mai 1962 und Vorschau für Aug. 1962

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin







Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Spezielle Probleme von Meterwellensendern
- Eine drahtlose Fernbedienung für TV-Empfänger
- Leistungsoszillatoren mit Transistoren
- Berechnung von Transistorschaltungen mit Vierpolmatrizen
- Dimensionierung von Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden



▼ **Im englisch-sowjetischen Handelsabkommen** für 1962 wurde u. a. der Export sowjetischer elektronischer Bauelemente nach England vorgesehen, darunter u. a. Transistoren.

▼ **Ein sowjetisches Radioteleskop** mit einem Antennendurchmesser von 22 m ermöglicht es, Forschungsarbeiten im cm- und mm-Wellenbereich durchzuführen. Die Ergebnisse der Beobachtungen der Venus auf einer Wellenlänge von 8 mm, der Sonne in demselben Wellenbereich und des Mondes auf mm- und cm-Wellen führten zu neuen Erkenntnissen über die Struktur, Temperatur und Beschaffenheit dieser Körper.

▼ **Ein Gerät zum Messen der Nachleuchtzeit der Luminophoren** wurde in der ČSSR entwickelt. Mit ihm können Nachleuchtzeiten von einigen Minuten bis Stunden gemessen werden. Die Schaltung des Gerätes hält den Anodenstrom einer Fotozelle mit Sekundärelektronenverstärker durch selbsttätiges Ändern der Speisespannung konstant. Der so erhaltene annähernd logarithmische Verlauf der Empfindlichkeit ermöglicht Messungen in einem Bereich der Beleuchtung der Fotokatode der Fotozelle von 10^{-4} bis 10 lx.

▼ **Widerstände** werden in dem Krakower Betrieb „Telpod" neuerdings auf einer automatischen Maschinenreihe hergestellt. Die Maschinenreihe, die knapp 20 m^2 Aufstellungsfläche und für die Bedienung nur drei Arbeitskräfte benötigt, wird jährlich etwa 10 Mio Widerstände produzieren. Für die gleiche Arbeit waren bisher 70 Arbeitskräfte notwendig. Der Maschinensatz führt 42 verschiedene Arbeiten, darunter Löten, Anschneiden, Lackieren, Trocknen, Prüfen, Kleben und Verpacken, aus.

▼ **Transistorempfänger** mit zwei Transistoren in Buchform fertigt die japanische Nihon Tsusho Sangyo Co. Ltd. in der Kategorie „Spielzeugempfänger".

▼ **Die Möglichkeiten zur Einführung des Farbfernsehens** in Italien werden überprüft. Man will sich dabei an das amerikanische NTSC-System anlehnen.

▼ **Ein sehr kleines Videobandgerät** mit nur 14 kp Gewicht hat Ampex (USA) entwickelt. Die Bandbreite beträgt 5 MHz. Das Gerät soll Fernsehaufnahmen während 30 Minuten speichern, diese auf Funkabruf an die Erdstation abgeben, das Band löschen und dann erneut aufnahmebereit sein.

Die amerikanischen Kernwaffenversuche in großer Höhe

bezeichnete der Direktor des britischen radioastronomischen Observatoriums Jodrell Bank, Sir Bernard Lovell, gegenüber einem Reporter der BBC am 29. 5. 1962 als „eines der plumpesten und gefährlichsten Experimente, die je unternommen wurden. ... Die Amerikaner unternehmen eine einseitige Aktion gegen die akkumulierte Weisheit und gegen den Rat derjenigen, die im internationalen Rahmen noch über freie Rede verfügen." Sir Bernard schloß seine Erklärung mit den Worten: „Die vielgerühmte Proklamierung des Prinzips der friedlichen Nutzung des die Erde umgebenden Weltraumes seitens der Vereinigten Staaten muß jetzt als ein Schleier betrachtet werden, der nach Belieben der amerikanischen Militaristen und der ihnen willfährigen Wissenschaftler zerrissen werden kann."

Die amerikanische Zeitung „New York World-Telegram" berichtet, daß die USA sieben geheime Satelliten für militärische Zwecke in Umlauf gebracht haben, deren Bahn sie täglich mehrere Male über die Sowjetunion führt. Zwei dieser Satelliten tragen Ausrüstung für infrarote Strahlen. Weitere Satelliten befinden sich laut „New York World-Telegram" in der Entwicklung, um die U-2 Spionageflugzeuge zu ersetzen.

Technische Observatorien

Für durchaus zu verwirklichen hält der sowjetische Physiker Gerald Bogatow die Inbetriebnahme von kosmischen Observatorien.

In seinem Buch „Fernsehen auf der Erde und im Kosmos" weist er darauf hin, daß die Theorie der Wissenschaftler von der ständigen Veränderung der Form der Erde mit Hilfe solcher Observatorien überprüft werden könne. Träger der kosmischen Observatorien müßten die künstlichen Erdsatelliten sein, heißt es in dem von der Akademie der Wissenschaften der UdSSR herausgegebenen Buch. Auf den Satelliten könne man Teleskope von weit größeren Ausmaßen als auf der Erde anbringen. Unter kosmischen Bedingungen wird es möglich sein, Planeten mit jeder beliebigen Vergrößerung zu fotografieren.

Der Koordinatenschreiber BAK

wird im tschechoslowakischen Betrieb Aritma gefertigt. Er ist ein präzises Laborgerät, das grafisch den Verlauf zweier voneinander unabhängiger Gleichspannungen in rechtwinkligen Koordinaten (auf ein Papier bis zur Größe von A3) aufzeichnet.

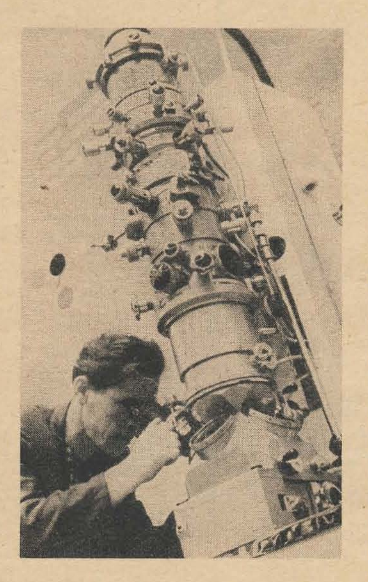
Die maximale Empfindlichkeit beträgt 50 mV/cm, der Eingangswiderstand ist 100 Ω/V, neun Gleichspannungsmeßbereiche gehen bis 800 V, statische Genauigkeit des Grundbereiches ± 0,3%.

Das Gerät läßt sich als Kennlinienschreiber von Röhren, Halbleitern und anderen Zwei- oder Vierpolen benutzen. Wenn man der Abszissenachse eine linear mit der Zeit veränderliche Spannung zuleitet, kann man auch von der Zeit abhängige Vorgänge aufzeichnen. Der Koordinatenschreiber erspart so die zusätzlichen Arbeiten beim Auftragen von Diagrammen.

Röhrenlose Fernsehempfänger mit Elektrolumineszenz-Bildplatte

Unter dieser Überschrift fanden wir den folgenden Bericht in der österreichischen „Radioschau" 4 (1962):

In einer Übersicht über die weitere Entwicklung der Fernsehgerätetechnik in den nächsten zehn Jahren drückt ein englisches Fachblatt die Überzeugung aus, daß Röhren (auch Bildröhren) in den Fernsehempfängern der Zukunft nicht mehr zu finden sein werden. Soweit dies den Ersatz der Röhren durch Transistoren betrifft, besteht darüber kein Zweifel.



Dieses sowjetische Elektronenmikroskop, das anstelle von Lichtstrahlen mit Elektronenstrahlen arbeitet, erzielt im Gegensatz zur 1500fachen Vergrößerung des normalen Lichtmikroskops eine 300···150000fache. Das neue elektronische Gerät ermöglicht es, molekulare Stoffe sichtbar zu machen

Als Ersatz für die Bildröhre soll dagegen eine EL- (Elektrolumineszenz-) Platte benutzt werden. Versuche mit derartigen Vorrichtungen werden u. a. in den USA und in England (THORN Electrical Industries) durchgeführt. Die bisher bekannt gewordenen EL-Vorrichtungen hatten jedoch eine Bildauflösung, die für Fernsehzwecke nicht ausreicht.

EL-Platten, die in den USA bereits in Serie gefertigt werden (SYLVANIA), dienen denn auch vorläufig nur für Beleuchtungszwecke als Ersatz für Glühlampen. In den Laboratorien von THORN-SYLVANIA in England soll man aber angeblich schon an einer EL-Platte mit genügend guter Auflösung und mit der Möglichkeit, mehrfarbige Bilder wiederzugeben, arbeiten. Mit Hilfe der EL-Platte wird es auch möglich sein, die Bautiefe der Fernsehempfänger außerordentlich klein zu halten.

Es ist nicht bekannt, wie weit diese Arbeiten schon gediehen sind. Ähnliche Versuche sollen nach dem zitierten Bericht außer in den USA bei RCA, Bell Telephones und SYLVANIA) und in England, aber auch in Westdeutschland, Frankreich und der Sowjetunion durchgeführt werden. Nach Ansicht der englischen Fachzeitschrift soll es die vollkommen röhrenlosen Fernsehgeräte bereits „lange vor dem Ende der nächsten Dekade" geben.

Konzentrierter Ultraschall

Eine Anlage, die Ultraschallschwingungen von mehreren Dutzend Kilowatt erzeugt, ist im akustischen Institut der Akademie der Wissenschaften der UdSSR gebaut worden. Bisher ist es noch nie gelungen, auf einen Quadratzentimeter mehr als ein Kilowatt akustischer Energie zu konzentrieren. Die Vorrichtung zur Konzentrierung des Ultraschalls wird als wirksames Mittel zur Beeinflussung verschiedener Stoffe, auch biologischer Strukturen, dienen. Sie kann beispielsweise zur Entfernung von Geschwülsten im Körper benutzt werden, wobei das die Geschwulst umgebende lebenswichtige Gewebe nicht beschädigt wird.



Im Moskauer Polytechnischen Museum wurde auf der Ausstellung „Grundlagen der Automatik und Telemechanik" dieser sprechende Automat vorgeführt, der auf 500 Fragen antworten kann. Er kann an die Stelle einer Kartothek in Bibliotheken treten, er kann in Warenhäusern oder auf Ausstellungen als Auskunftei dienen usw.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 1. JULIHEFT **13** 1962

Der Tonbandkrieg in Westdeutschland und die Regelung derselben Fragen in der DDR

Dr. jur. ANSELM GLÜCKSMANN

Wenn man in westdeutschen Fachzeitschriften über Rundfunk und Fernsehen blättert, fallen einem aufregende Schlagzeilen ins Auge: ,,Vom GEMA-Kriegsschauplatz" (radio-fernseh-händler März und April 1962), ,,Zum Tonband-Streit" [Funkschau, Heft 5 (1962)] und viele andere. Da ist von dem Deutschen Tonjägerverband e. V. in Nürnberg und dem Ring der Tonbandfreunde in Hannover die Rede, die den ,,Tonbandkrieg" gegen die westdeutsche Urheberrechtsgesellschaft GEMA (Gesellschaft für musikalische Aufführungsrechte) führen. Die ganze Aufregung ist auf eine juristische Streitfrage zurückzuführen und enthüllt gleichzeitig wieder einmal den Wettstreit der verschiedenen Interessengruppen, der für die ,,freie Welt" charakteristisch ist.

Am Anfang stand eine klare und eindeutige Gesetzesnorm, die seit dem Jahre 1901 in Deutschland und auch heute noch in beiden deutschen Staaten übereinstimmend gilt. In § 15 Abs. 2 des Gesetzes betreffend das Urheberrecht an Werken der Literatur und der Tonkunst vom 19. Juni 1901 heißt es: ,,Eine Vervielfältigung zum persönlichen Gebrauch ist zulässig, wenn sie nicht den Zweck hat, aus dem Werke eine Einnahme zu erzielen." Solange es nur die Möglichkeit einer Abschrift mit der Hand oder auf der Schreibmaschine gab, herrschte Einmütigkeit über diese Bestimmung und ihre allgemeine Anwendbarkeit auf alle Formen der Vervielfältigung. Die Situation änderte sich jedoch mit der Entwicklung der Tonbandtechnik. Statt sich eine Schallplatte zu kaufen, bei der der Urheber seine Vergütung von der Herstellerfirma erhält, oder sich ein Werk im Rundfunk anzuhören, bei dem der Urheber seine Vergütung von Sender erhält, ergab sich jetzt die Möglichkeit für jeden Eigentümer eines Tonbandgerätes, sich ein Tonbandarchiv mit selbst mitgeschnittenen Aufnahmen zuzulegen und so beliebig häufig urheberrechtlich geschützte Werke sich und seinem Freundeskreis (durchaus in der privaten, also nicht öffentlichen Sphäre) vorzuspielen[1]).

Ausgehend von der in Westdeutschland herrschenden Auffassung, daß es Hauptaufgabe des Urheberrechtes sei, den Urhebern bei jeder Verwendung ihrer Werke eine finanzielle Einnahme zu sichern, und davon, daß die Anlage privater Tonbandarchive möglicherweise die mit Zahlungen an die Urheber verbundenen Verbreitungsmöglichkeiten seiner Werke (Verkauf von Schallplatten usf.) hemmen oder einschränken könne, traten nunmehr die Urheber und vor allem ihre Urheberrechtsgesellschaft, die GEMA, auf den Plan.

§ 15 Abs. 2 LUG (Literatur-Urheberrechtsgesetz, wurde oben zitiert) könne, so argumentierten sie, nur auf diejenigen Vervielfältigungsformen Anwendung finden, die zur Zeit des Inkrafttretens des Gesetzes bereits bekannt waren, also nicht auf das erst viel später erfundene Tonband. Diesem Standpunkt schloß sich der stets ,,urheberfreundliche" Bundesgerichtshof in Karlsruhe in seinem Urteil vom 18. Mai 1955 an und entschied in einem von der GEMA angestrengten Musterprozeß, daß auch für persönlichen Gebrauch erfolgende Tonbandmit- oder umschnitte von der Zustimmung des Urhebers bzw. der ihn vertretenden Urheberrechtsgesellschaft abhängig

[1]) Urheberrechtlich geschützte Werke sind alle eigenschöpferischen Arbeiten auf dem Gebiete der Literatur, der Musik, der Wissenschaft und der Kunst. Alle Werke also, die eine wirklich einmalige und originelle Leistung darstellen und deshalb im allgemeinen nur mit Zustimmung ihres Verfassers oder Urhebers vervielfältigt werden dürfen. Dabei sind aber nicht nur die Werke selber und damit deren Verfasser, sondern auch alle schöpferischen Umgestaltungen derselben Gegenstand des Urheberrechtes, die mit Zustimmung des ursprünglichen Urhebers erfolgen. So genießt neben dem Komponisten eines Schlagers und dem Textdichter, diese beiden als Originalurheber, auch der Übersetzer und der eigenschöpferische Bearbeiter oder Herausgeber den Schutz der urheberrechtlichen Gesetzgebung.

seien. Im Oktober 1961 ging das Amtsgericht Berlin-Charlottenburg in einem allerdings noch nicht rechtskräftigen Urteil insofern noch weiter, als es erklärte, bei jedem Tonbandgeräteeigentümer sei anzunehmen, daß er urheberrechtlich geschützte Werke auf Tonband aufnehme. Für das Gegenteil sei er beweispflichtig.

Faktisch bedeutete diese Rechtsprechung für jeden Eigentümer eines Tonbandgerätes die Verpflichtung, die Befugnis zur Aufnahme urheberrechtlich geschützter Musik von der GEMA als der Vertreterin der Komponisten und Textautoren zu erwerben. Prompt bot die GEMA an, ihm diese Erlaubnis gegen eine Jahreszahlung von DM 10,— zu erteilen. Diese „niedrige" Gebühr würde der GEMA eine geschätzte Jahreseinnahme von etwa 12 Millionen DM erbringen, während ihre gesamten Einnahmen von den westdeutschen Rundfunkstationen 1960 etwa 25 Millionen betrugen. 16 Millionen Rundfunkhörer hätten also 25 Millionen DM zu zahlen und 1,2 Millionen Tonbandgeräteeigentümer 12 Millionen DM. Aber damit nicht genug, es melden sich bereits diejenigen, deren Rechte die GEMA nicht wahrnimmt. Einerseits ist dabei zu denken an das Mitschneiden von Werken ohne Musik, bei denen der Urheber selber gefragt werden müßte. Hinzukommen die „Nachbarrechte" der Interpreten, der Schallplattenfirmen oder der Rundfunkstationen. Es erscheint eine neue „Zentralstelle für private Überspielungsrechte" auf der Bildfläche, die wahrscheinlich alle Rechte vertreten soll, die von der GEMA nicht wahrgenommen werden, und nun ihrerseits die GEMA mit dem Gesamtinkasso zu beauftragen bereit ist. Aber während man bei der Musik im Ganzen wenigstens noch nach den Rundfunkprogrammen oder der Schallplattenproduktion im großen Schnitt annehmen kann, was wohl auf die Tonbänder gelangt, wird das bei der zunehmenden Anzahl und Vielfalt der Berechtigten immer schwieriger; und es wird so immer komplizierter und im Endeffekt sogar praktisch unmöglich, die Zustimmung des wirklich Berechtigten zu erlangen. Zu der Frage einer Jahreszahlung würde dann die viel schwierigere Frage treten, ob und inwieweit die Tonbandvervielfältigung für private Zwecke teilweise oder allgemein mit derartigen rechtlichen Schwierigkeiten verbunden sein könnte; daß sie überhaupt in Frage gestellt würde.

Woher kommt es aber überhaupt, daß diese Fragestellung solche Bedeutung erhält? Im bürgerlich-kapitalistischen Westdeutschland kämpft jeder „Musikverbraucher" darum, den Schöpfern der Musik, d. h. den Komponisten oder Textautoren bzw. der diese vertretenden GEMA möglichst wenig zu zahlen, um die eigenen Profite oder die eigene Rentabilität möglichst zu erhöhen. Dabei gibt es keine Stelle, die für angemessene Einnahmen der Urheber Sorge tragen könnte, so daß die GEMA nach allen Seiten kämpfen muß, um jede Beeinträchtigung der Einnahmen ihrer Mitglieder, die durch die Verbreitung des Tonbandes zumindest möglich wäre, zu verhindern. Der viel einfachere und richtigere Weg, durch entsprechende Bemessung der Rundfunk- und Schallplattenhonorare, die ja die Voraussetzungen der Tonbandaufnahmen bilden, die Urheber zu sichern, wird nicht eingeschlagen. So sieht sich die GEMA veranlaßt, praktisch gegen die Eigentümer von Tonbandgeräten und damit in Wirklichkeit gegen den technischen Fortschritt zu kämpfen, der zur stärkeren Verbreitung der Musik führt und damit wieder im eigentlichen Interesse ihrer Mitglieder liegt.

Aber auf der anderen Seite kommen den Eigentümern von Tonbandgeräten nicht nur die Industriezweige, die Tonbandgeräte und Tonbänder herstellen, zu Hilfe, weil sie eine Beeinträchtigung ihres Absatzes befürchten, sondern auch alle diejenigen, die mit Recht darauf hinweisen, daß in praktisch allen Staaten der Erde die Vervielfältigung für den privaten Gebrauch unabhängig von dem gewählten Mittel frei zulässig ist.

So sieht sich die Bonner Regierung, die im Rahmen des zur Diskussion stehenden neuen Urheberrechtsgesetzes auch diese Frage entscheiden muß, vor energische Vorstöße der verschiedensten Interessengruppen gestellt. Ihre Haltung ist dementsprechend unsicher und widerspruchsvoll.

Praktisch sieht das so aus, daß in dem Entwurf eines neuen Urheberrechtsgesetzes, der Anfang des Jahres von der Bonner Regierung dem Parlament zur Beschlußfassung übermittelt wurde, die Tonbandvervielfältigung für privaten Gebrauch zwar erlaubt wird, aber gemäß § 54 Abs. 3 ist hierfür dem Urheber, gemäß § 94 dem Interpreten, gemäß § 95 Abs. 3 dem Hersteller von Tonträgern (z. B. Schallplatten), gemäß § 97 Abs. 3 dem Sendeunternehmen und gemäß § 104 Abs. 4 dem Filmhersteller eine angemessene Vergütung zu gewähren. Man hatte also zwar rechtliche Schwierigkeiten im Sinne einer erforderlichen Genehmigung ausgeschaltet, aber gleichzeitig nicht nur den Urhebern, sondern auch allen Trägern sogenannter „Nachbarrechte" einen finanziellen Anspruch zugebilligt.

Hiergegen erhebt sich nun die immer stärker werdende Opposition, hinter der neben den ehrlich kulturell interessierten Kreisen die dargestellten Industriekreise stehen, während die GEMA keine so starke Unterstützung aufzuweisen hat. Deshalb ergab sich bereits im Bundesrat, der allerdings praktisch nur beratende Funktion besitzt, weitgehende Einigkeit darüber, dem Bundestag die Abänderung des Entwurfes dahingehend vorzuschlagen, daß die dargelegte Vergütungspflicht gestrichen wird. Nach Pressemeldungen hat sich die Bonner Regierung inzwischen diesem Vorschlag angeschlossen, so daß angesichts der Zusammensetzung des Bonner Bundestages davon auszugehen ist, daß dieser gegebenenfalls ebenfalls in diesem Sinne entscheidet.

Deshalb ist also zu erwarten, daß sich im Gegensatz zur bisherigen Rechtsprechung, die weniger offen und direkt dem Einfluß der Interessengruppen ausgesetzt ist, das neue Urheberrechtsgesetz Westdeuschlands, wenn es in Kraft tritt, denjenigen Rechtszustand wiederherstellt, der dem Wortlaut des § 15 Abs. 2 LUG entspricht, und damit ungeachtet möglicher finanzieller Schäden für die Urheber die Tonbandvervielfältigung für den privaten Gebrauch frei und ohne Vergütungspflicht an den Urheber zuläßt.

In der Deutschen Demokratischen Republik ist die wortgetreue Anwendung des § 15 Abs. 2 LUG, der auch bei uns heute noch geltendes Recht ist, nie in Frage gestellt worden. Es ist also immer zulässig gewesen und auch heute noch zulässig, ohne Zustimmung des Urhebers und ohne Zahlung an diesen Tonbandmit- oder -umschnitte für privaten Gebrauch, d. h. ohne Absicht, Einnahmen zu erzielen, anzufertigen. Es sei allerdings hier gleich nachdrücklich darauf hingewiesen, daß jede Absicht, das bespielte Tonband öffentlich vorzuführen oder jede spätere öffentliche Vorführung desselben — etwa in einer Gaststätte — die Aufnahme von einer Genehmigung des Urhebers, d. h. praktisch von einer Zustimmung der AWA (Anstalt zur Wahrung der Aufführungsrechte auf dem Gebiete der Musik) und einer Zahlung an dieselbe abhängig macht.

Auch im ersten Entwurf eines neuen, sozialistischen Urheberrechtsgesetzes für die Deutsche Demokratische Republik ist in § 24 Abs.1 ausdrücklich festgelegt, daß jede Form der Vervielfältigung für privaten und beruflichen Gebrauch ohne die Absicht, hieraus Einkünfte zu erzielen, ohne Zustimmung des Urhebers und damit ohne Zahlung an diesen oder die ihn vertretende AWA zulässig sein soll. Damit wird der jetzt bereits als geltend anerkannte Rechtszustand ausdrücklich bestätigt. Das ganze Problem sieht in unserer Republik insofern völlig anders aus, als das sozialistische Urheberrecht allgemein nicht nur die Schaffung von Werken durch die Sicherung der Rechtsstellung des Urhebers, sondern auch deren weiteste Verbreitung im Interesse der allseitigen aktiven kulturellen Betätigung zu seinen Aufgaben zählt. Der private und berufliche Gebrauch wird so zu einem allgemeinen Prinzip, das im Interesse der allgemeinen kulturellen Entwicklung nicht eingeschränkt werden darf. Auf der anderen Seite hat die AWA als kulturelle Einrichtung unserer Arbeiter-und-Bauernmacht die Aufgabe, eine angemessene Vergütung für unsere Komponisten und Textautoren zu sichern.

Wir sehen also, wie es zum Tonbandkrieg in Westdeutschland gekommen ist und was die Gründe hierfür und für die Tatsache sind, daß es bei uns derartige Streitigkeiten nicht gibt und nicht geben kann. Wir sehen gleichzeitig, daß und warum wir in beiden deutschen Staaten aus einer ganz verschiedenen Situation und aus ganz verschiedenen Gründen zu derselben Lösung gelangen: Tonbandaufnahmen für privaten Gebrauch sind frei!

Maser und Laser

Im nachfolgenden Beitrag versucht der Autor, das Prinzip der mit erzwungener Strahlungsemission arbeitenden Verstärker allgemein zu erklären (Maser = Microwave amplification by stimulated emission of radiation = Mikrowellenverstärkung durch Anregung von Strahlungsemission; Laser = Light amplification by stimulated emission of radiation = Lichtverstärkung durch Anregung von Strahlungsemission). Es werden eine Reihe Veranschaulichungen gemacht, die etwa von der Grundlage des Bohrschen Atommodells ausgehen. Dabei wird ausdrücklich betont, daß diese Veranschaulichungen nicht völlig mit dem Weltbild der modernen Physik übereinstimmen.

Einiges zum Bohrschen Atommodell

Nach dem Bohrschen Atommodell kreisen Elektronen um einen aus Protonen und Neutronen zusammengesetzten Atomkern. Die einzelnen Elemente unterscheiden sich durch die Zahl der im Kern enthaltenen Protonen (Ordnungszahl). Die positive Ladung der Protonen wird beim elektrisch neutralen Atom durch eine gleiche Zahl Elektronen kompensiert. Wenn einige Elektronen fehlen oder zusätzlich vorhanden sind, spricht man von Atomen, deren elektrisches Gleichgewicht gestört ist, bzw. von Ionen. Die Elektronen sind nicht willkürlich um den Atomkern angeordnet, sondern vielmehr zu sogenannten „Schalen" zusammengefaßt. Ein Elektron ist nicht unveränderlich an seine Kreisbahn gebunden, es kann bei Zufuhr äußerer Energie ein Übergang auf eine entferntere Bahn stattfinden. Entferntere Bahnen entsprechen einem höheren Energieniveau. Das Elektron kehrt — soweit nicht äußere Einflüsse wirken — nach einer kurzen Relaxationszeit auf die ursprüngliche Bahn zurück. Die dabei wieder freiwerdende Energie gibt das Elektron als Photon oder Lichtquant ab.

Beim Übergang auf eine andere Elektronenbahn muß Energie zugeführt oder abgegeben werden. Diese Energie ist stets

$$e = h \cdot \nu, \qquad (1)$$

wobei h das sog. Plancksche Wirkungsquantum ($6{,}62 \cdot 10^{-27}$ erg · s) und ν eine Frequenz in s^{-1} ist. Die Energie hat die Form der elektromagnetischen Strahlung: Der Übergang von einer Elektronenbahn auf eine andere ist durch Absorption oder Aussendung einer für das betreffende Atom charakteristischen Strahlung gekennzeichnet. Hierbei sei besonders darauf hingewiesen, daß die Deutung von Absorption und Emission nur befriedigend durch die Quantentheorie beschrieben werden kann.

Es gibt folglich für jedes Atom verschiedene mögliche — jedoch streng definierte — Energieniveaus oder „Terme". Bei Zuführung einer größeren Energiemenge, als sie der Differenz zwischen dem größten und dem kleinsten Term entspricht, wird das Elektron aus dem Atom herausgerissen (Ionisierung).

Beim Übergang von einem Energiezustand in einen niederen muß man zwischen der spontanen und der erzwungenen Strahlung unterscheiden. Spontane Übergänge finden bei Zimmertemperatur ständig statt. Infolge der großen Zahl der Übergänge und ihrer vollkommenen Unregelmäßigkeit sowie der Inkohärenz der einzelnen Übergänge ist die „nach außen" auftretende Energie sehr gering. Erst die erzwungene und kohärente Strahlung hat einen technischen Nutzwert und läßt sich für Oszillatoren und Verstärker verwenden.

Der Mechanismus der Verstärkung mit dem Gas-Maser

Da es für jedes Atom verschiedene mögliche Terme gibt, folgt aus Gleichung (1), daß jedes Atom einige charakteristische Frequenzen hat, die es absorbieren oder aussenden (emittieren) kann. Die Tatsache, daß ein angeregtes Atom elektromagnetische Strahlen aussendet, wenn die Elektronen auf ihre ursprüngliche Bahn zurückkehren, wird seit vielen Jahren in der Physik nutzbar gemacht. Die dabei erzeugte Frequenz ist weitaus konstanter als die mit Quarzen erreichte. Der Gedanke liegt nahe, die hervorragende Frequenzkonstanz für Zeit- bzw. Frequenznormale zu verwenden. Eine solche „Atomuhr" ist auch gebaut worden.

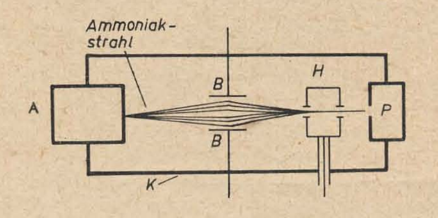


Bild 1: Schematische Darstellung des Gas-Masers mit Ammoniak

Die Genauigkeit, mit der die erzeugte Frequenz eingehalten wird, liegt bei 10^{-10} bis 10^{-11}/h.

Der erste betriebsfähige Maser arbeitete mit Ammoniak (NH_3). Die Moleküle dieses Gases haben auf Grund ihrer geometrischen Struktur (pyramidenförmige Anordnung der Atome) bei Zimmertemperatur zwei mögliche Energiezustände, beide Molekülarten sind gemischt. Da sich Ammoniakmoleküle im niederen Energiezustand elektrisch anders verhalten als solche mit dem höheren Energiezustand, bietet sich die Möglichkeit ihrer „Sortierung".

Bild 1 zeigt die prinzipielle Anordnung des Gas-Masers. In A wird ein Ammoniakstrahl in die luftleere Kammer K eingeblasen. An B liegen Spannungen mit hoher negativer Polarität gegen Erde. Beim Passieren der Platten werden die Moleküle mit niedrigerem Energieniveau aus dem Strahl herausgezogen, während die mit höherem Energieniveau von den Platten abgestoßen, d. h. zu einem scharfen Strahl fokussiert werden. Dieser „gereinigte" Strahl gelangt in den Hohlraumresonator H, der auf die charakteristische Resonanzfrequenz des Ammoniak 23,87 GHz abgestimmt ist. Eine Berührung des Gasstrahles mit den Kammerwänden wird durch die Fokussierung vermieden. Bei P befindet sich eine Vakuumpumpe, die den Gasstrahl absaugt. Die Gasmoleküle geben ihre Energie an den schwingenden Resonator ab, d. h. kehren in dem Resonator auf das niedrigere Energieniveau zurück. Bei hinreichend verlustfreiem Resonator kann ein geringer Teil der Ausgangsleistung ausgekoppelt werden, soweit er nicht zur Dekkung der Kreisverluste dient. Die auskoppelbare Leistung liegt bei 10^{-10} W.

Führt man den Molekülen mit dem höheren Term — also nach der elektrischen „Aussortierung" der Moleküle mit niedrigerem Term — kleine Energiemengen mit der charakteristischen Frequenz 23,87 GHz zu, so lösen die einzelnen Photonen (für das Molekül besteht die hochfrequente Welle aus Photonen) die Elektronen aus ihrem höheren Energieniveau. Es tritt dabei eine multiplikative Wirkung ein. Ein Photon vermag mehrere Elektronen auszulösen. Bei Übergang auf die energieärmere Bahn wird von jedem Elektron wieder ein Photon ausgestrahlt. Der Vorgang erfolgt trägheitslos. Die geringe zugeführte Hochfrequenzenergie hat sich vergrößert, die Frequenz blieb unverändert. Da zwischen dem Ein- und Ausgangssignal Proportionalität besteht, spricht man zu Recht von einer Verstärkung.

Dem Gas-Maser haften verschiedene Nachteile an. Zunächst arbeitet er sehr selektiv, während im allgemeinen in der Mikrowellentechnik eine mehr oder weniger große Breitbandigkeit erwünscht ist. Außerdem ermöglicht er nur relativ beschränkte Verstärkungen. Ein weiterer Nachteil ist, daß nur die im statistischen Gasgemisch vorhandenen Moleküle mit höherem Energieniveau für den Verstärkungsvorgang verwendbar sind, sie müssen folglich erst aus dem Gemisch aussortiert werden.

Eine andere Arbeitsmöglichkeit besteht darin, die Moleküle abwechselnd durch Zuführung äußerer Energie anzuregen und verstärken zu lassen — auch diese Möglichkeit der intermittierenden Verstärkung wurde realisiert. Grundsätzlich durchzusetzen vermochte sich aber erst der Festkörper-Maser mit drei oder mehr Termen.

Der Festkörper-Maser

In einem festen Körper besteht keine so einfache Möglichkeit, Moleküle nach ihrem Energiegehalt zu sortieren. Die Arbeitsweise von Festkörper-Masern ist deshalb völlig anders.

Zwei-Term-Festkörper-Maser sind möglich und wurden auch realisiert, unter anderem mit einem Silizium-Monokristall. Hierbei werden gewisse Eigenschaften der Elektronenrotation (Spin) ausgenutzt. Der Spin der Elektronen ist bei den einzelnen Energiezuständen verschieden. Die erforderliche Spinumkehr wird erreicht:

entweder durch Einstrahlung von genau bemessenen HF-Impulsen oder durch sog. adiabatischen Resonanzdurchgang, die Elektronen werden mit einer Frequenz beschickt, die sich ändert, und die über die Resonanzfrequenz des Terms hinweggleitet.

Die richtige Bedeutung erlangen Festkörper-Maser erst mit aktiven Materialien mit drei oder mehr Energiezuständen. Auf die Zwei-Term-Festkörper-Maser soll deshalb nicht weiter eingegangen werden.

Als Beispiel für einen Drei-Term-Festkörper-Maser dient der häufig zu diesem Zweck verwendete Rubin-Einkristall (Al_2O_3). Dieses Material läßt sich leicht zu größeren Kristallen züchten. Seine physikalischen Eigenschaften wurden äußerst gründlich erforscht.

Das Ausgangsmaterial wird mit einem paramagnetischen Element dotiert. Günstig sind Chromionen Cr^{+++}, die mit etwa 0,05 ··· 0,1% dem Aluminiumoxyd zugemischt werden. Unter dem Einfluß eines starken äußeren Magnetfeldes werden die Elektronenspins der Chromelektronen in eine Richtung orientiert. (Das paramagnetische Chromion zeigt in der Legierung andere „magnetische" Eigenschaften). Die Elektronen mit gleichartigem Spin — gleichem Energiezustand — werden auch gleichzeitig orientiert.

Die so entstandenen Moleküle weisen bei ihren drei hauptsächlichen Energietermen Resonanzfrequenzen auf, die im Mikrowellengebiet liegen, und die sich durch ein äußeres Magnetfeld verschieben lassen (Bild 2). Durch zwangsläufig auftretende Inhomogenitäten im Kristallgitter tritt eine gegenseitige Beeinflussung der nicht völlig übereinstimmenden Resonanzfrequenzen auf, die resultierende Resonanzfrequenz ist unscharf, verwaschen: Der Kristall zeigt ein gewisses breitbandiges Verhalten.

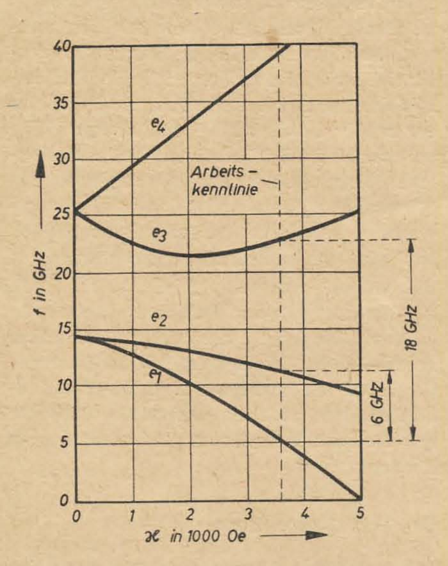


Bild 2: Abhängigkeit der Übergangsfrequenzen zwischen verschiedenen Termen beim mit Chromionen dotierten Rubin in Abhängigkeit vom Magnetfeld

Der Kristall weist drei hier interessierende Energieniveaus auf, e_1, e_2 und e_3, wobei $e_3 > e_2 > e_1$ ist (Bild 2).

Um gleichzeitig die Elektronen auf ein höheres Energieniveau zu heben und ihren Übergang auf einen niedrigeren Term auszunutzen, bedient man sich eines „Kniffs" (Bild 3):

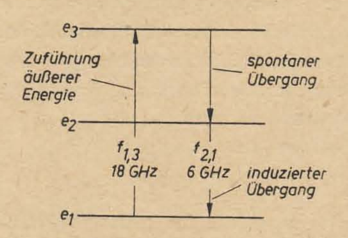


Bild 3: Zur Wirkung des Rubin-Masers

Durch eine von außen zugeführte Pumpleistung mit der Frequenz 18 GHz werden die Moleküle angeregt, sie gelangen in den Zustand e_3. Dieser Zustand ist instabil, die Moleküle nehmen fast sofort den Term e_2 an, wo sie bei hinreichend tiefer Temperatur einige Zeit verharren können. Führt man jetzt dem Kristall geringe Mengen Hochfrequenzenergie mit der Frequenz $f_{2,1}$ — der charakteristischen Frequenz für den Übergang vom 1. zum 2. Term $\approx$ 6 GHz — zu, so lösen die Photonen wieder proportional zu ihrer Menge (der Eingangsleistung) die Rubinmoleküle aus. Es wird eine Leistung bei 6 GHz frei, die größer ist, als die Eingangsleistung. Der Maser verstärkt.

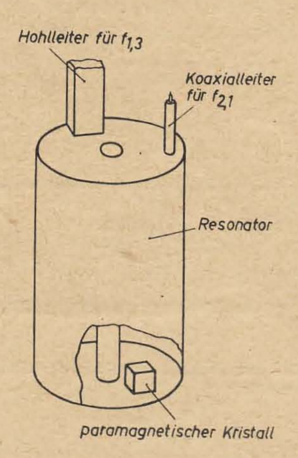


Bild 4: Reflexions-Maser (hier und im Bild 5 sind Magnete und kühlendes Medium der Übersichtlichkeit halber fortgelassen)

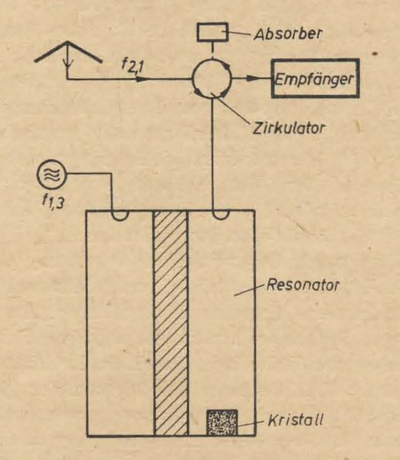


Bild 5: Prinzipschaltung des Verstärkers mit Reflexions-Maser

In der Praxis gibt es verschiedene Möglichkeiten, eine Wechselwirkung von Hochfrequenzphotonen und Molekülen zu erzielen.

Bild 4 zeigt stark vereinfacht einen Reflexions-Maser. Der aktive Kristall befindet sich in einem Hohlraumresonator. Er ist so angeordnet, daß er von den magnetischen Feldlinien beider Frequenzen durchsetzt wird. Dieses relativ einfache Prinzip hat einige Nachteile: Hauptsächlich ist es die Gefahr der Selbsterregung, die der Verstärkung des Reflexions-Masers eine Grenze setzt. Man begegnet der Selbsterregung durch Zirkulatoren — das sind Schaltelemente, die dem Umkehrsatz nicht gehorchen — und Dämpfung durch feste Ankopplung der Energieleitung an den Maser (Bild 5). Ein weiterer Nachteil des Reflexions-Masers ist seine relativ geringe Bandbreite.

Eine andere Maserart ist der Wanderwellen-Maser. Es leuchtet ein, daß die Größe der Verstärkung beim Maser entscheidend von der Zahl der angeregten Moleküle abhängt, deren Energie durch die Signalfrequenz freigemacht wird. Dies bedeutet entweder die Notwendigkeit, lang gezogene Kristalle zu verwenden, oder die Einwirkungszeit der elektromagnetischen Welle auf den Kristall zu verlängern. Beides geschieht im Wanderwellen-Maser. Eine Verzögerungsleitung ist mit aktivem Material „belegt". Auch hier sind zahlreiche nichtumkehrbare Schaltelemente in Gestalt von kleinen Ferritscheiben in die Leitung eingebaut, um Selbsterregung infolge Rückkopplung zu verhindern. Eine solche Rückkopplung kann leicht eintreten, wenn die Anpassung am Ende der Verzögerungsleitung nicht exakt ist. Es wird dann ein Teil der verstärkten Hochfrequenzenergie am Leitungsende reflektiert und läuft rückwärts.

Über Verstärkungszahl, Bandbreite und Rauschen der realisierten Maser findet man in der Literatur stark streuende Angaben. Verstärkungen von 25 ··· 30 dB wurden mit Sicherheit erreicht. Die Bandbreiten betrugen dabei bis 10 MHz und mehr. Theoretisch sollen sich 100 MHz erreichen lassen. Die Mittenfrequenz lag — je nach Art des gewählten Kristalls und seiner Energieterme — zwischen 1000 und 20 000 MHz. Es zeigte sich, daß das Rauschen dann gering ist, wenn $e_2 \gg e_1$ ist. Dieser Zustand wird durch starkes Unterkühlen auf einige °K erreicht. Tiefe Temperaturen begünstigen große Differenzen zwischen den einzelnen Energiezuständen. Da die Energie mit der Frequenz zunimmt — siehe Gleichung (1) — muß sich bei hinreichend hoher Frequenz das Unterkühlen erübrigen. Tatsächlich arbeiten die meisten Laser ohne besondere Kühlung.

Die Rauschzahl hängt unter anderem in starkem Maße von der Verlustfreiheit der Zuleitungen, Halterungen usw. ab, doch wurden $\leq$ 1,04 kT_0 bereits gemessen.

Anwendung des Festkörper-Masers

Obwohl die Eigenschaften der Festkörper-Maser für manche Zwecke ideal scheinen, ist zur Zeit ihre technische Verwendung eingeschränkt durch den hohen Aufwand, den sie erfordern. Dabei dürfte die Hauptfrage die der Kühlung mit flüssigem Helium sein. Dort, wo es nicht so sehr auf den Aufwand als auf den Nutzen ankommt, wo genügend Platz bzw. Tragfähigkeit vorhanden ist, findet der Maser heute bereits zahlreiche Nutzanwendungen.

Tabelle 1: Einige Angaben über realisierte Festkörperverstärker nach Ahern

Material	magnetischer Zusatz	Pumpfrequenz in GHz	Signalfrequenz in GHz
Al_2O_3	Cr^{+++}	18	6
$K_3Co(CN)_6$	Cr^{+++}	9,4	2,8
		5,4	0,3 ··· 0,5
		8,0	1,37
$La(C_2H_5SO_4)_3 \cdot 9\,H_2O$	Gd^{+++}	17,5	9,0

Die Radioastronomie arbeitet jetzt schon häufig mit Maser-Verstärkern; diese ermöglichten erst die Entdeckung einer Reihe kosmischer Radiostrahlungsquellen geringer Intensität. Auch in Langstrecken-Radargeräten arbeitet der Empfänger mitunter mit Maser-Eingängen. Diese Anwendungsart grenzt bereits an das Gebiet der militärischen Verwendungszwecke, nämlich der Frühwarn-Radaranlagen. Maser-Verstärker werden weiter benutzt für den drahtlosen Verkehr mit Raumschiffen bzw. kosmischen Raketen. Da die Leistung der Satellitensender aus begreiflichen Gründen eng begrenzt ist, müssen die Empfänger auf der Erde eine hohe Empfindlichkeit aufweisen, und außerdem mit stark bündelnden Antennen arbeiten. In diesem Verwendungszweck dürfte die Zukunft des Masers liegen; eine weitere Anwendungsart findet man in kommerziellen Richtfunkverbindungen, bei Scatterverfahren.

Der Laser

Die Tatsache, daß erzwungene Übergänge von Elektronen elektromagnetische Energie freimachen, ließ frühzeitig den Gedanken aufkommen, die Frequenzen dieser Energie in das sichtbare Spektrum zu verlagern. Doch erst vor etwa zwei Jahren gelang dies. Die Schwierigkeit bestand hauptsächlich darin, daß es lange Zeit nicht möglich war, eine gleichphasige (kohärente) Strahlung der einzelnen Moleküle zu erreichen.

Das Prinzip des Lichtverstärkers durch erzwungene Anregung von Strahlung ist relativ einfach. Beim Festkörper-Laser ist das Ausgangsmaterial wieder ein Rubinkristall. Es gibt bei ihm Übergangsfrequenzen innerhalb des sichtbaren Spektrums (Bild 6). Der Monokristall wird zu einem Stäbchen von etwa 1,5 cm Länge und 0,5 cm Breite geschnitten, die Enden völlig planparallel geschliffen und eine halbdurchlässige Silberschicht aufgedampft. Der Rubinkristall ist also gleichzeitig ein Resonator für die Lichtwellenlänge.

Der Laser arbeitet als intermittierender Verstärker: Er wird durch Lichtblitze angeregt, die die Seiten des Kristallstäbchens treffen. Die inkohärenten Lichtausstrahlungen können sich nicht weiter auswirken. Es gibt aber auch Lichtwellen, die längs der Kristallachse laufen und an den Silberschichten reflektiert werden. Auf ihren wiederholten Wegen durch den Kristall lösen sie aus anderen angeregten Atomen Lichtwellen von derselben Frequenz und Phase aus, die Energie der Lichtwelle verstärkt sich bei jedem Durchgang. Schließlich tritt die so verstärkte und kohärente Lichtwelle durch die halbdurchlässige Silberschicht. Voraussetzung für das einwandfreie Funktionieren des geschilderten Prinzips ist der richtige Abstand der reflektierenden Wände voneinander. Dieser Abstand muß auf Bruchteile einer Lichtwellenlänge genau sein. Bild 7 zeigt das Prinzip eines Rubin-Festkörper-Lasers. Da nur die Lichtstrahlen, die parallel zur Kristallachse orientiert sind, den Aufschaukelungsprozeß infolge wiederholten Durchgangs durch den Kristall mitmachen und durch die halbdurchlässige Schicht hindurchtreten können, ist der resultierende Lichtstrahl außerordentlich scharf gebündelt. Die Bündelung am Ausgangspunkt betrug nur 0,1 Bogengrad. Das hierbei ausgestrahlte monochromatische und phasenkohärente Licht war noch auf eine Entfernung von über 40 km sichtbar.

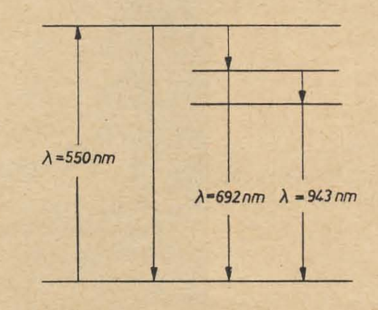


Bild 6: Charakteristische Wellenlängen beim Rubin

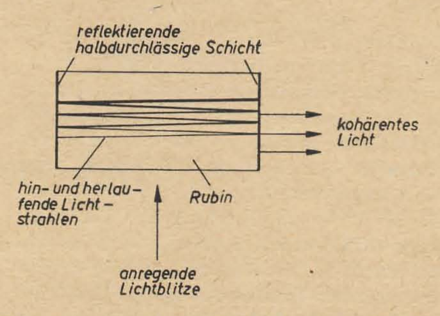


Bild 7: Schematische Darstellung des Rubin-Lasers

Die „Lichterscheinung" beim Laser darf nicht mit dem Nachleuchten, also der Fluoreszenz, des Rubins verwechselt werden. Auch diese Erscheinung ergibt sich bei Lichtbestrahlung. Steigert man jedoch die Eingangsleistung des Lasers — die Bestrahlung — über ein gewisses Maß, so tritt eine grundsätzliche Änderung des ausgesandten Lichtes ein (Bild 8). Das normale Nachleuchten des Rubins wird von einem etwa 1 ms dauernden außerordentlich starken Lichtblitz unterbrochen.

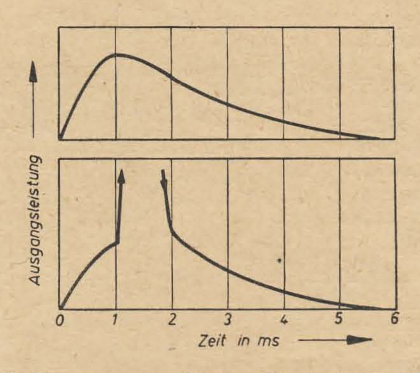


Bild 8: Ausgesandte Lichtenergie des Rubins bei Anregung. Das obere Diagramm gibt die Verhältnisse bei geringer Anregung, d. h. beim Nachleuchten wieder

Neben dem ältesten hier kurz beschriebenen Festkörper-Laser gibt es auch andere: Die Abmessungen des Kristalls bzw. des „Lichtresonators" werden variiert, so z. B. 4 cm Länge und 0,5 cm Durchmesser usw. Als Kristallart für Laser wird Calciumflorid (CaF_2) genannt, das mit Samarium oder Uran dotiert wurde. Beide Kristallarten wurden — im Unterschied zum Rubinkristall — auf etwa 20 °K unterkühlt.

Im Gegensatz zu den Erfordernissen des Masers — bei dem eine gewisse Bandbreite erwünscht ist — zielt man beim Laser auf möglichst schmalbandige Ausführungen hin, d. h. das Spektrum des ausgesandten Lichtes soll möglichst eng sein. Die Verwendung eines Gas-Lasers lag deshalb nahe.

Dieser wurde realisiert durch eine Mischung von Helium und Neon. Das Mischungsverhältnis betrug etwa 1 : 10. Bild 9 zeigt eine Skizze des Aufbaus. In einer etwa 80 cm langen Röhre sind beide Gase unter einem Druck von 1 Torr eingeschlossen. Halbdurchlässige Platten an beiden Röhrenenden begrenzen wieder den Resonator. Im Unterschied zum Festkörper-Laser arbeitet die erwähnte Einrichtung nicht mit Blitzlichtanregung, sondern mit HF-Anregung von etwa 50 W bei 28 MHz. Von einem Lichtverstärker kann deshalb nicht die Rede sein. Der erzeugte Lichtstrahl hatte beim Austritt aus dem Laser einen Durchmesser von etwa 10 mm und eine Streuung von etwa einer Bogenminute.

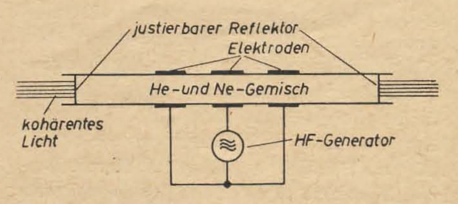


Bild 9: Schematische Darstellung des Gas-Lasers mit Helium-Neon-Mischung und Hochfrequenzanregung

Mit dem Laser scheint auch die Mischung von Lichtfrequenzen mit einer Fremdfrequenz (Superhetprinzip) möglich. Versuche in dieser Richtung verliefen erfolgreich. Damit gewinnt die nachrichtentechnische Verwendung von Lichtstrahlen völlig neue Aspekte. Wenn auch die Nutzanwendung auf der Erde stark begrenzt ist durch Nebel, Wolken und Verunreinigungen der Atmosphäre, so bieten sich doch große Perspektiven für die Raumschiffahrt. Infolge der starken Bündelung bestehen berechtigte Aussichten, mit Lichtstrahlen über Millionen von Kilometern hinweg Informationen auszutauschen. Allerdings müssen hierbei noch eine ganze Reihe von Teilproblemen, wie z. B. die Modulation, gelöst werden.

Zusammenfassung

Die Wirkungsweise und charakteristischen Eigenarten der einzelnen quantenmechanischen Verstärkerarten wurden stark vereinfacht erklärt. Zur Zeit sind der Gas-Maser, der Zwei-Term-Festkörper-Maser sowie der Festkörper-Maser mit drei und mehr Termen bekannt.

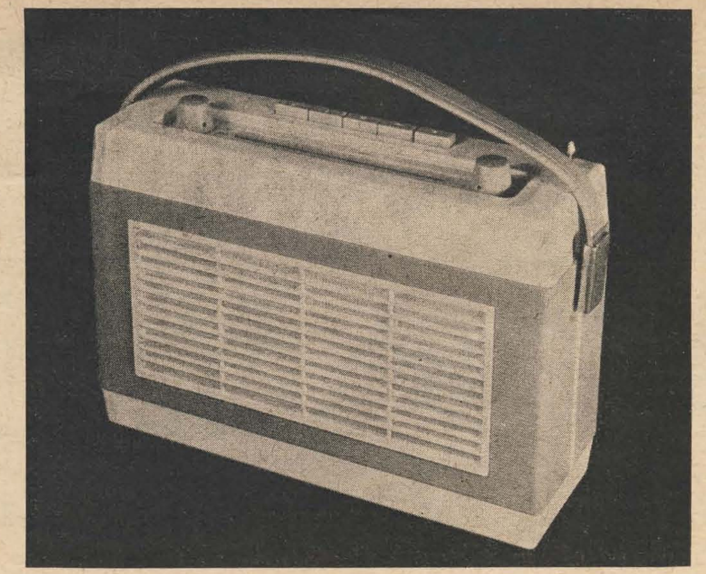
Von diesen hat der zuletzt genannte eine besondere technische Bedeutung. Man unterscheidet Resonanz-Maser (Hohlraum-Maser)

(Schluß auf Seite 406)

Transistorkoffersuper

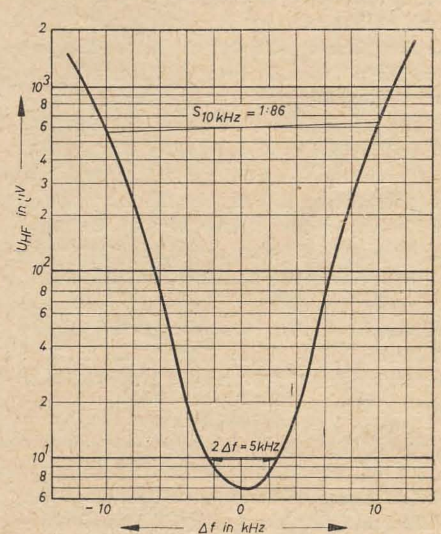
„stern 4“

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Rochlitz



„stern 4“ ist ein in gedruckter Schaltung ausgeführter Volltransistorsuper mit sieben AM-Kreisen, von denen zwei kapazitiv abstimmbar und fünf fest sind. Er ist mit den Bereichen L, M und K ausgestattet, die durch einen Tastenschalter umgeschaltet werden können. Als Empfangsantenne dient für die Bereiche Lang- und Mittelwelle eine eingebaute Ferritantenne. Für den Empfang im Kurzwellenbereich ist eine ausziehbare Teleskopantenne vorgesehen. Eine Buchse für eine Autoantenne ist seitlich am Gehäuse angebracht. Sie ist nach der Entfernung des Traggriffes zugängig. Nach dem Drücken der Antennentaste werden die auf dem Ferritstab befindlichen Spulen des LW- und MW-Vorkreises unwirksam, und der Empfang erfolgt für diese Bereiche über getrennte Vorkreise. Hierdurch wird im Kraftwagen ein störungsfreier Empfang auf den genannten Bereichen erzielt. Bei angeschlossener Autoantenne braucht bei Inbetriebnahme des Kurzwellenbereiches die Teleskopantenne nicht ausgezogen zu werden.

Die ZF wurde auf 473 kHz gelegt. Der Transistor OC 170 arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Die nachfolgenden zwei ZF-Stufen sind mit den Transistoren OC 871 bestückt. Um das Gerät vor großen Feldstärken zu schützen, wurde eine Diode OA 625 (D_1) vorgesehen. Der Kollektorstrom des Transistors OC 871 (T_2) bewirkt an R_{12} einen Spannungsabfall, dadurch erhält die Diode eine geringe



ZF-Selektionskurve ▶

Schaltung des „stern 4“

Empfindlichkeitskurven mit Meßrahmen gemessen für L, M und K.
f_e = Empfangsfreqzenz, f_{sp} = Spiegelfrequenz

Regelkurve gemessen über Autokunstantenne f = 1 MHz

Klirrfaktorkurve, U_B = Parameter

Vorspannung. Bei größeren Feldstärken wird einmal durch die Regelung die Vorspannung der Diode herabgesetzt, zum anderen steigt die an der Diode liegende Wechselspannung an. Hierdurch wird die Diode in einer Halbwelle der HF durchlässig, und über die Hilfswicklung wird die Primärwicklung des Band filters I bedämpft.

Um eine genügende Schwingsicherheit zu erhalten, wurden beide ZF-Stufen neutralisiert. Die Kopplung der Filter I und II ist kapazitiv. Die Demodulation wird mit der Germaniumdiode OA 625 (D_2) vorgenommen. Gleichzeitig liefert sie die Regelspannung für die erste ZF-Stufe.

HF-Schalter

Schalterstellung ungedrückt

Steckerfassunganschlüsse

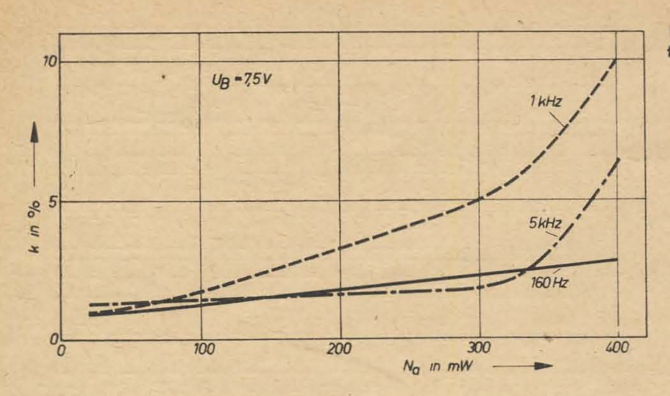
Von unten auf die Lötfahnen gesehen

Fassungen für Spulenkörper

Auf die Anschlußfahnen gesehen

Bandfilteranschlüsse

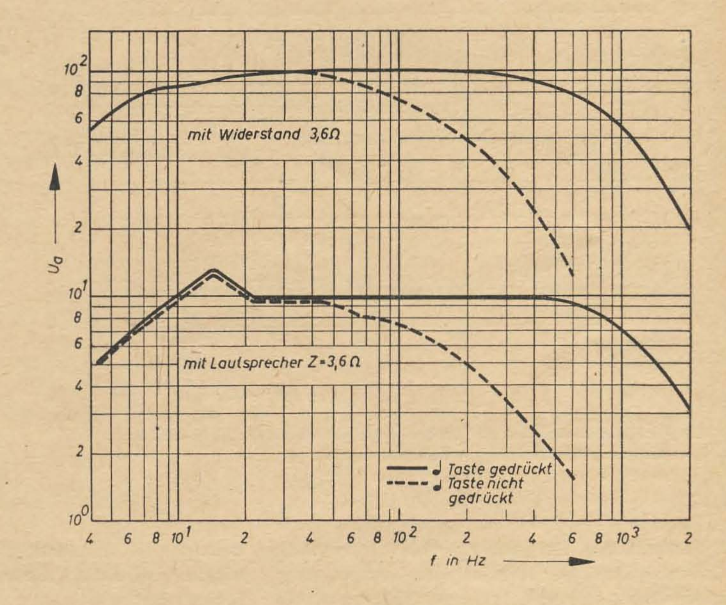
Sämtliche Anschlüsse von der Leiterseite aus gesehen



Klirrfaktorkurve, f = Parameter

kelten Monozellen mit Heizcharakteristik bestückt, so erhöht sich die Anzahl der Betriebsstunden.
Alle Bedienungselemente befinden sich auf dem Gehäuseoberteil. Auf dem Gehäuseunterteil deckt eine Verschlußplatte die Buchsen für den Anschluß an die Kraftwagenbatterie und den Wagenlautsprecher ab. Das Gerät kann in eine gesondert lieferbare Autohalterung aufgenommen werden. Der Griff ist durch eine besondere Einrichtung abnehmbar.

Der NF-Teil ist mit vier Transistoren bestückt. Die Endstufe arbeitet mit den Transistoren 2-OC 821 in Gegentakt-B-Schaltung. Der als Treibertransistor eingesetzte Typ OC 816 arbeitet in Emitterschaltung. Als Vorstufe wurde der rauscharme Typ OC 817 in Emitterschaltung eingesetzt.
Die Temperaturstabilisierung des Gerätes ist bis + 45 °C wirksam. Mit der mit einer Note gekennzeichneten Taste kann das Klangbild verändert werden. Wird die Taste gedrückt, so werden die Höhen stärker wiedergegeben. Der eingebaute permanentdynamische Lautsprecher strahlt nach vorn ab (2 VA/Z = 3,6 Ω).
Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt durch fünf Monozellen. Die Betriebsdauer eines Batteriesatzes beträgt bei Monozellen mit Beleuchtungscharakteristik etwa 150 Stunden. Wird ein Gerät mit den neuentwik-



Niederfrequenzgang

Technische Daten

Stromversorgung:	Batterie
Betriebsspannung:	7,5 V (5 × 1,5 V Monozellen in Heizzellenausführung oder Beleuchtungszellenausführung)
Stromaufnahme:	≈ 12 mA (ohne Signal)
Wellenbereiche:	K 5,8 ··· 12,5 MHz (51,7 ··· 24,0 m) M 520 ··· 1620 kHz (577 ··· 185 m) L 150 ··· 300 kHz (2000 ··· 1000 m)
Transistorbestückung:	T_1 Mischstufe T_2 ZF-Verstärker T_3 ZF-Verstärker T_4 NF-Vorstufe T_5 Treiberstufe T_6, T_7 } Gegentaktendstufe
Dioden:	D_1 OA 625 D_2 OA 625 Demodulation
Schaltung:	Superhet
Zahl der Kreise:	7, davon 2 abstimmbar
Zwischenfrequenz:	473 kHz
Empfangsantenne:	eingebaute Ferritantenne für L und M herausziehbare Teleskopantenne für K
NF-Teil:	Gegentaktendstufe (B-Verstärker)
Ausgangsleistung:	250 mW (k ≦ 10%)
Lautsprecher:	L 2157 P (Z = 3,6 Ω / 2 VA)
Klangregelung:	Durch Drucktaste ♪ bedienbar (Taste gedrückt: Höhenwiedergabe verstärkt)
Antrieb:	Seilantrieb
Anschlußmöglichkeiten:	Autoantenne (umschaltbar mit ⊤ gekennzeichneter Drucktaste) Kraftwagenbatterie, Wagenlautsprecher

Gehäuseabmessungen in mm:	293 × 202 × 97
Gewicht:	≈ 2,9 kp mit Monozellen
Gehäuse:	kombiniertes Holz-Elast-Gehäuse mit Kunststoffbezug

Meßwerte

Niederfrequenzteil

NF-Empfindlichkeit:	≦ 6 mV (f = 1000 Hz, N_a = 50 mW)
Klirrfaktor:	≦ 10% (f = 1000 Hz, N_a = 250 mW)

Zwischenfrequenzteil

ZF-Empfindlichkeit: 473 kHz	≈ 10 μV (Basis T_1 über 0,1 μF) ≈ 100 μV (Basis T_2 über 0,1 μF) ≈ 2 mV (Basis T_3 über 0,1 μF) gemessen bei einer Ausgangsleistung von 50 mW
ZF-Bandbreite:	3,5 ··· 5 kHz
ZF-Selektion:	≧ 30 dB

Hochfrequenzteil

a) Empfindlichkeit über Ferritstab:

L ≦ 1,5 mV/m
M ≦ 500 mV/m
K ≦ 1,5 mV/m
gemessen bei einer Ausgangsleistung von 50 mW und einer Modulation von 30%

b) Empfindlichkeit über Autoantennenanschluß:

L ≦ 60 μV
M ≦ 50 μV
K ≦ 50 μV
gemessen bei einer Ausgangsleistung von 50 mW, einer Modulation von 30% und mit Autokunstantenne.



Mittelsuper oberer Preisklasse „Oberon" vom VEB Stern-Radio Rochlitz

Der Mittelsuper oberer Preisklasse „Oberon" des VEB Stern-Radio Rochlitz ist im Augenblick — solange der ursprünglich vorgesehene Großsuper noch nicht existiert — das Spitzengerät der Typenreihe Rundfunkempfänger der VVB Rundfunk und Fernsehen. (Geräte wie „Stradivari 3" und „Automaticsuper" gehören nicht zur Typenreihe.) „Oberon" erscheint bis jetzt in drei Varianten auf dem Markt: mit monofonem NF-Verstärker, mit stereofonem NF-Verstärker und mit eingebautem Plattenspieler (Ziphona A 30) für die 17-cm-Platte. Das Gerät wurde in radio und fernsehen 23 (1961) S. 273 beschrieben. Uns stand die monofone Variante als Testgerät zur Verfügung.

Der „Oberon" ist ein guter Apparat. Wir sind als Redaktion bekanntlich keine allzu großen Freunde des Klangregisters, aber es muß zugegeben werden, daß es z. B. im MW-Bereich leichter ist — oder zumindestens schneller geht! — mit Hilfe des Klangregisters den Orchesterton herzustellen und ihn unter geeigneten Umständen durch Veränderung der Bandbreite zu verbessern, als zu versuchen, das gleiche Resultat durch Betätigen der getrennten Höhen- und Tiefenregelung zu erreichen. Die Möglichkeit, die Bandbreite zu verändern, wurde als besonders angenehm empfunden. Der Autor gehört zu denen, die „Mittelwelle nicht mehr hören können", seitdem sie Bekanntschaft mit UKW-Qualität gemacht haben, aber Ferritantenne und Vergrößerung der Bandbreite machen doch einen echten Unterschied.

Die Unterteilung der Kurzwelle in zwei Bereiche KW I und KW II erleichtert ohne Zweifel das Auffinden bestimmter Stationen. Die Empfindlichkeit des Gerätes auf KW muß besonders hervorgehoben werden. So war es z. B. möglich, Radio Peking beinahe regelmäßig zu empfangen. Radio Kairo kam mit der Regelmäßigkeit und Lautstärke europäischer Großstationen, und sogar eine kongolesische Station wurde gehört. Auch bei Kurzwellenempfang ist es vorteilhafter, zunächst nur mit gedrückter „Sprache"-Taste die gewünschte Station suchen und dann unter günstigen Empfangsbedingungen die Tonqualität durch Betätigung der „Baß"-Taste und Vergrößerung der Bandbreite verbessern zu können, als versuchen zu müssen, die gleichen Bedingungen durch die Höhen- und Tiefenregelung zu simulieren. „Simulieren" deshalb, weil ja die Tonregulierung keinen Einfluß auf die Trennschärfe hat, wohl aber die Bandbreite, wenn auch Störgeräusche durch die Toneinstellung gedämpft werden können. Auf UKW dagegen ist es natürlich besser, die Tonqualität entsprechend der abgehörten Sendung durch getrennte Höhen- und Tiefenregelung einstellen zu können und nicht an die vom Klangregister vorgegebene Tonqualität gebunden zu sein.

Aber die Exemplarfehler! Daß die Bandbreitentaste klemmte, war vielleicht nicht so schlimm, mit etwas Fingerspitzengefühl und „schrägem" Druck ging sie doch. Schlimmer war schon, daß die Verdrahtung zwischen der Tonabnehmer- und der Magnettonbuchse verwechselt war. Aber am schlimmsten wirkt sich nach Ansicht des Autors aus, daß die Höhenwiedergabe fehlerhaft war, denn nicht jeder Kunde besitzt die Frequenzgangkurven des Gerätes und kann Exemplarvergleiche anstellen. Er kommt einfach zu dem falschen Schluß, daß das Gerät eben nicht besser sei, und gibt sich mit einem unzulänglichen und der wirklichen Qualität des Gerätes nicht entsprechenden Empfang zufrieden.

Die Möglichkeit, den „Oberon" testen zu können, erweckte Erinnerungen an eine anläßlich der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse in einem kleinen Kreis geführte Diskussion, wie nun eigentlich der Großsuper der Typenreihe auszusehen hätte. Es ist wirklich nicht viel, was der „Oberon" noch zu wünschen übrig läßt. Vielleicht sollte man ein Spitzengerät mit dem Synchrodetektor ausrüsten, obwohl dieser im Grunde nur für den Raum Berlin sinnvoll wäre, wo im UKW-Bereich stellenweise bereits die gleichen Stationsüberlappungen existieren wie auf Mittelwelle. Hier wäre eine an sich willkommene Erhöhung der UKW-Empfindlichkeit nur mit gleichzeitiger Anwendung des Synchrodetektors zweckmäßig. Des weiteren könnte man an eine Unterteilung der Kurzwellen in drei Bereiche denken; eine Verbesserung des Kurzwellenempfangs durch mechanische oder vorzugsweise elektrische Bandspreizung müßte unbedingt vorgenommen werden. Wünschenswert wäre ebenfalls eine mehrstufige oder stetige Bandbreitenregelung. Zu einem Luxusgerät gehören wohl auch Fernbedienung und automatische Scharfabstimmung. Aber hier wird es schon schwierig, zwischen technischer Verbesserung und technischer Spielerei die Grenze zu ziehen. Der Standpunkt: „Oberon" mit Bandspreizung auf KW und mehrstufiger Bandbreitenregelung als oberer Abschluß der Typenreihe der VVB und die Befriedigung aller anderen Wünsche, die quantitativ kaum über Kleinserien hinausgehen dürften, durch die örtliche volkseigene und die Privatindustrie, ist unserer Ansicht nach durchaus vertretbar. *Schäffer*

Transistorkoffersuper „stern 4"

Der erste äußere Eindruck, den man von dem Gerät erhält, tröstet erst einmal darüber hinweg, daß es sich wieder nicht um einen UKW-Empfänger handelt. Was sich die Gehäusegestalter in Form und Farbe haben einfallen lassen, verdient erst einmal die Note 1. Die schlichte und klare Linienführung entspricht ganz dem heutigen Formempfinden. Der zweite Trost folgt, wenn man den Empfänger „spielen" läßt. Es ist natürlich kein UKW-Klang — wo sollte der auch herkommen — aber man ist überrascht, was dieser „kleine Kasten" leistet. Hier hat der Entwickler offensichtlich einige Mühe verwandt, um der Verwendung als Mehrzweckgerät — Camping-, Auto- und Heimempfänger — gerecht zu werden; das zeigt auch die Verwendung einer Klangregelung mittels Drucktaste. Diese Drucktaste, mit der man wahlweise Höhen zuoder abschalten kann, sinkt jedoch in der heutigen Zeit, in der alle Welt nach Originalqualität dürstet, zu einer gewissen Bedeutungslosigkeit herab. Die Taste wird in den meisten Fällen gedrückt werden — und bleiben, es sei denn, man will hiermit durch Wegnahme der Höhen Störgeräusche unterdrücken. Es wäre zu überlegen, ob man diese Taste nicht zweckmäßiger einsetzen kann; vielleicht als Aus-Ein-Taste. Selbst bei Beibehaltung der bestimmt unpraktischeren Kombination Lautstärkeregler-Schalter sollte man an dem Reglerkopf zumindest eine Markierung anbringen, die die „Aus"-Stellung anzeigt. Es wäre sonst schade um die Batterien, die man ja möglichst schonen möchte, obgleich der Batterieverschleiß verblüffend gering ist. Laut Werkangabe hält ein Satz Batterien (6 Monozellen) mit Beleuchtungscharakteristik 150 Betriebsstunden. Das vorliegende Gerät lief mit einem derartigen Satz über 300 Stunden, und das bei großer Lautstärke, billiger geht's kaum noch!

Der angenehme und vertrauenserweckende Eindruck bleibt auch bestehen, wenn man den Geräteteil aus dem Gehäuse herausnimmt. Das wird besonders der Rundfunktechniker empfinden, denn der Aufbau ist äußerst servicefreundlich. Nach Lösen der Bodenplatte und der beiden Trageriemenschrauben kann der Geräteteil aus dem Gehäuse gezogen werden und ist nun von allen Seiten zugänglich. Der Geräteteil ist sauber und übersichtlich aufgebaut.

Ein Einbau als Autoempfänger ist zwar vorgesehen, konnte aber leider nicht überprüft werden, da die dazu notwendigen Zubehörteile, wie Halterung und Spezialstecker, noch nicht lieferbar sind. Fest steht jedenfalls, daß die Ausgangsleistung des „stern 4" von 250 mW für diesen Zweck auf keinen Fall ausreicht. Da aber bei Verwendung einer leistungsstärkeren Endstufe der oben erwähnte günstige Batterieverbrauch nicht mehr eingehalten werden kann, ist man also auf einen zusätzlichen Kraftwagenverstärker mit mindestens 2 W Ausgangsleistung angewiesen. Dieser Zubehör — Halterung, Verstärker, Lautsprecher und Kabel — soll 1963 in den Handel kommen. Dem erhöhten Aufwand steht dann die universelle Anwendbarkeit des Gerätes gegenüber.

Die Empfindlichkeit, besonders die der Mittel- und Kurzwelle ist als gut zu bezeichnen. Weiter entfernte Sender, z. B. Rom, konnten klar und lautstark empfangen werden. Besonders angenehm wird empfunden, daß die Ferritantenne (Mittel- und Langwelle) trotzdem keine starke Richtcharakteristik aufweist. Ein Drehen des Empfängers, das ja besonders bei tragbaren Geräten unvermeidlich ist, hatte auf den Empfang wenig Einfluß.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß mit dem „stern 4" ein Gerät vorliegt, das an Aufbau, Empfindlichkeit und Wiedergabe in seiner Klasse fast allen Wünschen des Käufers gerecht werden wird. *Jancke*

Transistorsuper für Netzbetrieb

In radio und fernsehen 13 (1960) S. 411 ··· 413 wurde von E. Bottke bereits ein Transistorsuper beschrieben, der sich für Netzbetrieb eignet. Ausgehend von dem guten elektrischen Wirkungsgrad des Gerätes wurden dabei einige wesentliche Gesichtspunkte, die sich beim Entwurf der Schaltung ergaben, dargelegt, sowie Meßergebnisse mitgeteilt. Dieser Beitrag sollte einmal als Anregung dienen und zum anderen auf die Einsatzmöglichkeit des Transistors auf dem Rundfunkgerätesektor hinweisen.

Der nachfolgende Beitrag behandelt nunmehr einen österreichischen Allwellensuper, der von der Firma Minerva entwickelt wurde. Dieser erscheint uns so interessant, daß wir ihn unseren Lesern nicht vorenthalten wollen. Dabei danken wir der Redaktion der österreichischen Fachzeitschrift Radioschau für ihre freundliche Unterstützung.

Vergleicht man die Unterschiede, die sich zwischen einem Transistorempfänger und einem Röhrenempfänger ergeben, so stellt man fest, daß der Transistorempfänger eine Reihe von Vorteilen aufweist und somit einen Fortschritt darstellt.

Das Hauptargument für den Einsatz von Transistoren liegt vor allem in der Betriebssicherheit. Transistoren benötigen keine Heizung, um betriebsbereit zu sein und besitzen eine relative große Lebensdauer. Der ständige Temperaturwechsel zwischen Betriebs- und Umgebungstemperatur ist beim Transistorgerät wesentlich geringer.

Transistorbestückte Geräte sind sofort nach dem Einschalten empfangs- und wiedergabefähig und benötigen nicht die lästige Anheizzeit der Röhrenempfänger.

Ein weiterer Vorteil ist die Unempfindlichkeit gegenüber Netzspannungsschwankungen. Dies gilt besonders dort, wo mit größeren Netzspannungsschwankungen zu rechnen ist. Im Gegensatz dazu tritt bei Röhrenempfängern, die mit stark abweichenden Bestriebsspannungen arbeiten, ein erhöhter Röhrenverschleiß auf.

Die um den Faktor 100 kleinere Oszillatorspannung ergibt günstigere Verhältnisse auch hinsichtlich der Abstrahlung des Oszillators.

Es sind also durchaus technische Argumente vorhanden, die den Einsatz von Transistoren in netzbetriebenen Heimempfängern begründen. Bei der Schaltungsentwicklung eines netzbetriebenen Transistorempfängers beschränkt man sich nicht nur auf die Gestaltung eines Netzteiles und auf die Ausstattung einer stärkeren Endstufe, sondern konzentriert sich in allen Stufen auf eine sehr sorgfältige Schaltungsauslegung. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Transistor-Netzempfängers von Minerva und Bild 2 das Gesamtschaltbild.

UKW-Eingangsteil

Die beiden diffusionslegierten HF-Transistoren AF 114 und AF 115 arbeiten in der Vorstufe und in der Mischstufe in Basisschaltung. Das gestattet eine höhere Grenzfrequenz und erlaubt in der Vorstufe eine saubere Entkopplung des Oszillatorsignals vom Antennenkreis.

Zur Erzielung eines günstigen Signal/Rauschverhältnisses im gesamten UKW-Bereich wird abweichend von anderen Transistorempfängern auch der Antennenkreis mit einem Drehkondensator kontinuierlich abgestimmt. Der Vorstufentransistor AF 114 ist nicht neutralisiert, da eine Entdämpfung des Antennenkreises erwünscht ist.

Der HF-Transistor AF 115 arbeitet in einer selbstschwingenden, additiven Mischstufe sowohl als Mischer, wie auch als Oszillator. Das erste UKW-ZF-Filter befindet sich im Kollektorkreis des AF 115 und ist auf 10, 7 MHz abgestimmt. Der an der Drossel und am Emitterwiderstand liegende 1-nF-Kondensator ist zur ZF-Entdämpfung bestimmt. Für eine Amplitudenbegrenzung sorgt die Diode OA 79.

AM-Eingangsteil

Im AM-Eingang wird für den MW- und LW-Bereich ein HF-Eingangsbandfilter mit gemischter kapazitiver Kopplung (C_1, C_2) und zur Abstimmung ein Dreifachdrehkondensator verwendet. Der Sekundärkreis II wird durch die Dämpfungsdiode OA 79 von einer HF-Eingangsspannung von etwa 1 mV an bedämpft

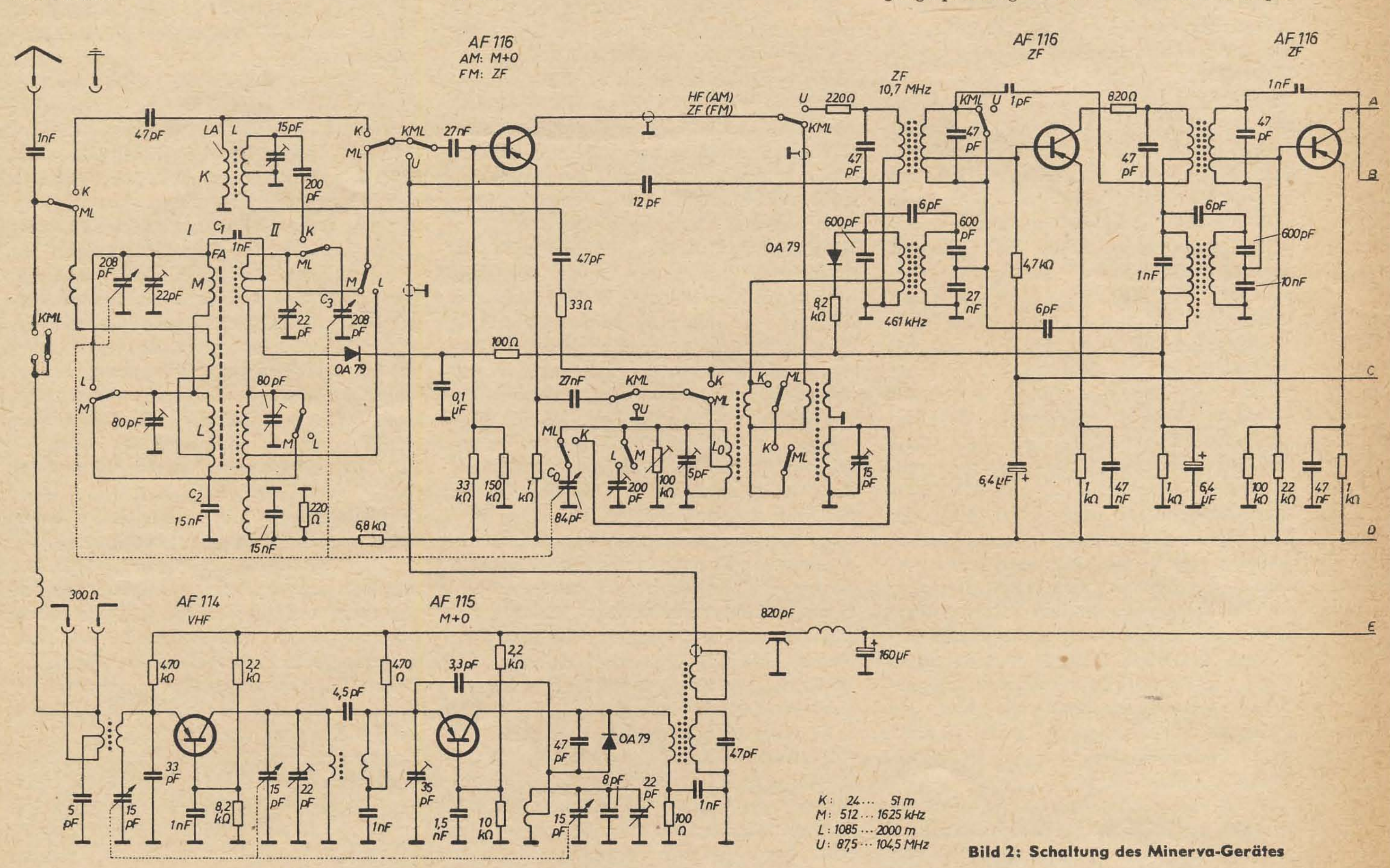


Bild 2: Schaltung des Minerva-Gerätes

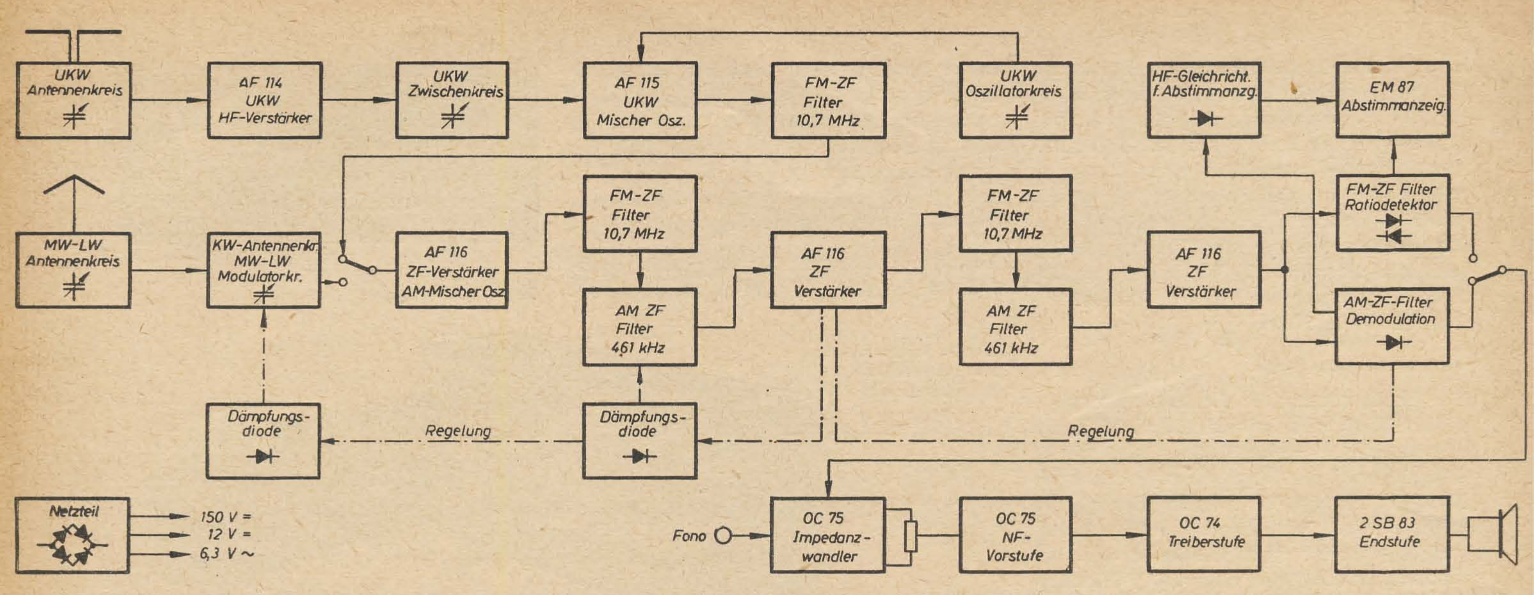


Bild 1: Blockschaltbild des Transistorsupers für Netzbetrieb

und dadurch in die automatische Verstärkungsregelung einbezogen. Der am Ferritstab FA aufgebrachte Primärkreis I bleibt durch die lose Kopplung nur schwach gedämpft und sichert die notwendige Vorselektion und Kreuzmodulationssicherheit.

AM-Mischstufe

Der HF-Transistor AF 116 arbeitet auf den drei AM-Bereichen als additiver Mischer. Zur Erzeugung der Oszillatorspannung arbeitet der Transistor in Basisschaltung, während er für das Eingangssignal in Emitterschaltung betrieben wird. Das parallel zum Oszillatorkreis (L_0, C_0) liegende 100-kΩ-Potentiometer dient zum Einregeln der Schwingamplitude.

Im KW-Bereich besitzt die Mischstufe einen einfachen, ungeregelten Eingangskreis (C_3, L). Die Antennenkopplungsspule LA, die mit dem Abstimmkreis fest verbunden ist, dient gleichzeitig zur Anpassung an den Basiseingangswiderstand des Mischtransistors.

Bei UKW-Empfang wird der Oszillatorkreis vom Emitter getrennt. Der Transistor AF 116 arbeitet dann als erste UKW-ZF-Verstärkerstufe. Der dann zwischen Basis und Kollektor liegende 12-nF-Kondensator bewirkt die Neutralisation dieser Stufe.

AM-FM-ZF-Verstärker

Der nachfolgende zweistufige ZF-Verstärker mit den Transistoren AF 116 weist keine Besonderheiten auf. Die AM- und FM-Kreise sind in üblicher Weise in Reihe geschaltet. Die Steuerschaltung erfordert auf AM eine kapazitive Transformation — im Sekundärkreis des ZF-Bandfilters — zur Anpassung an den Transistoreingangswiderstand. Beide Stufen sind auf FM, die erste Stufe auch auf AM neutralisiert.

Demodulation

Für die FM-Demodulation dient die Ratiodetektorschaltung, die aus den beiden Dioden D_3 und D_4 besteht. Auf AM ist das letzte Filter nur mit einem Einzelkreis ausgestattet. Die Diode D_5 dient sowohl zur Empfangsgleichrichtung, als auch gleichzeitig zur Abnahme

einer feldstärkeabhängigen Regelspannung. Durch die von der Demodulatordiode D_6 erzeugten Regelspannung wird die erste ZF-Stufe — an der Basis des ersten ZF-Transistors AF 116 — unverzögert geregelt.
Wie weiter aus der Schaltung hervorgeht, wurde besonderer Wert auf die automatische Verstärkungsregelung gelegt. Außer der Regelung an der ersten ZF-Stufe ist eine zusätzliche Verstärkungsregelung vor dem Mischtransistor vorgesehen.

Abstimmanzeige

Die Regelspannung für die Abstimmanzeigeröhre EM 87 wird bei FM am Siebelko des symmetrischen Ratiodetektors abgegriffen. Bei AM wird die Regelspannung durch die Diode D_6 erzeugt, die zur Erreichung einer höheren Regelspannung an den Primärkreis des ZF-Bandfilters angeschlossen ist. Die Anodenspannung wird einer 150-V-Wicklung am Netztrafo entnommen und über den Gleichrichtern 2× E 75 C 5 an die EM 87 geführt.
Eine endgültige Schaltungslösung scheint dies nicht zu sein, da der Aufwand für die Gleichspannungsversorgung der Abstimmanzeige recht beträchtlich ist.

NF-Verstärker und Endstufe

Die erste NF-Stufe mit dem Transistor OC 75 ist in Kollektorschaltung ausgeführt und dient zur Impedanzwandlung. Die Stufe besitzt einen großen Basiseingangswiderstand und einen niedrigen Ausgangswiderstand im Emitterkreis. Über den Lautstärkeregler P_1 gelangt die NF an die Basis eines weiteren Transistors OC 75 und wird dort verstärkt. Die anschließende Treiberstufe ist mit dem Transistor OC 74 bestückt und zur Linearisierung des Frequenzganges stark gegengekoppelt. P_2 ist der Tiefton- und P_3 der Hochtonregler.
Der japanische Transistor 2 SB 83 in der Endstufe arbeitet in A-Schaltung. Diese Schaltungsart hat zwar eine höhere Leistungsaufnahme aus dem Netz, ist aber für ein netzbetriebenes Gerät günstiger. Durch die bei B-Betrieb mit der Aussteuerung stark schwankende Stromaufnahme der Endstufe ergeben sich über den Innenwiderstand des Netzteiles leicht störende Rückwirkungen auf die Verstärkervorstufen und insbesondere auf den Oszillator.
Die Endstufe liefert an den Lautsprecher eine Ausgangsleistung von 3 W bei einem Klirrfaktor von 5%. Selbst bei einer Unterspannung von etwa 130 V ergibt sich eine unverzerrte Ausgangsleistung von 1 W. Bild 3 zeigt die Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Netzspannung.

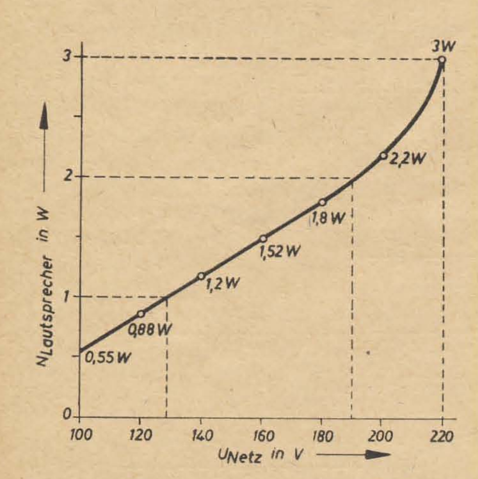


Bild 3: Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Netzspannung

Netzteil und Stromversorgung

Der Netztransformator ist für eine Wechselspannung von 220 bzw. 240 V ausgelegt. Die Sekundärspannung von etwa 12 V wird in einer Brückenschaltung gleichgerichtet. Der Netztransformator ist aus Schnittbandkernen aufgebaut und besitzt nur geringe Abmessungen. Diese Abmessungen ergeben sich durch die hohe zulässige Magnetisierung der Schnittbandkerne und durch die gegenüber Röhrengeräten um etwa 70% verringerte Leistungsaufnahme. Die Leistungsaufnahme des Gerätes vom Netz beträgt etwa 18 W. Während etwa die Hälfte der Leistungsaufnahme auf die Transistoren entfällt, wird fast ebensoviel von der Abstimmanzeigeröhre EM 87 und den beiden Skalenlampen verbraucht. Der Hauptverbrauch bei den Transistoren liegt in der Endstufe (A-Schaltung). Der Leistungsverbrauch der UKW-Stufe liegt bei etwa 40 mW. Unter Zugrundelegung der 3-W-Ausgangsleistung ergibt sich ein recht beachtenswerter elektrischer Wirkungsgrad von etwa 17%.

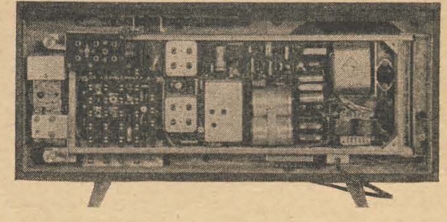


Bild 4: Rückansicht

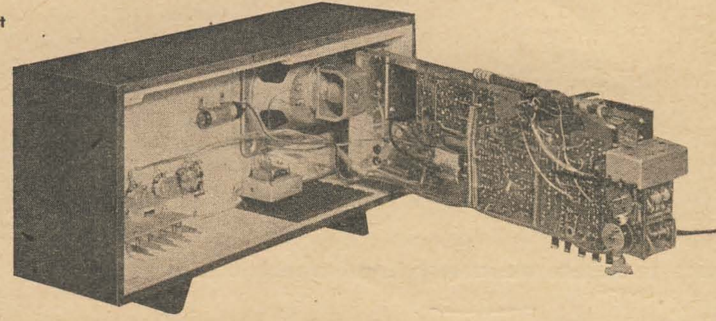


Bild 5: Rückansicht mit senkrechtem Schwenkchassis

Mechanischer Aufbau

Die Bilder 4 und 5 zeigen die Rückansicht des Gerätes mit dem senkrechten Schwenkchassis. Die mechanische Anordnung lehnt sich an die bei Fernsehempfänger übliche Bauweise an. Die gedruckten Leiterplatten sind auf einem Chassisrahmen montiert, der an der rechten Seite ausschwenkbar ist. Durch die Konstruktion werden beim Ausschwenken des Rahmens — sowohl beim Wellenschalter, wie auch beim Drehkondensator — die mechanischen Bedienungsteile von den elektrischen Bauteilen am Schwenkchassis getrennt.
Zusammenfassend läßt sich sagen, daß es sich bei dem beschriebenen Transistorempfänger um eine recht interessante Lösung handelt, die sowohl im Schaltungsentwurf und in der Konstruktion viel Neues bietet. *K. Belter*

Literatur

[1] Minerva ,,Vanguard" — ein neuer Rundfunk-Netzempfänger mit Transistoren; Radioschau 10 (1961) S. 382 ··· 387
[2] Ing. Ernst Bottke: Transistorsuper für Netzbetrieb; radio und fernsehen 13 (1960) S. 411 ··· 413

(Fortsetzung von Seite 399)

und Wanderwellen-Maser. Beide arbeiten mit Unterkühlung in einem starken äußeren Magnetfeld. Der dadurch erforderliche Aufwand ist nur in bestimmten Fällen gerechtfertigt.
Analog zu den Mikrowellenverstärkern gibt es Lichtfrequenzverstärker, die quantenmechanische Vorgänge ausnutzen (Laser). Auch hier unterscheidet man zwischen Gas- und Festkörper-Laser; die charakteristische Eigenschaft der Laser ist die Erzeugung eines außerordentlich scharf gebündelten Lichtstrahls. *Streng*

Literatur

[1] Naumann: Grundprinzipien des Molekularverstärkers; radio und fernsehen 18 (1961) S. 561 ··· 563
[2] Carl: Atome als Verstärker für Mikrowellen und Licht; Funkschau 17 (1961) S. 433 ··· 435
[3] Collins und Nelson: Communications on 450000000 Mc; Radio Electronics 5 (1961) S. 57 ··· 60
[4] Laser — neuartige Verstärker für monochromatisches Licht; Elektronik 11 (1960) S. 345
[5] Mc Kay: Der derzeitige Stand des Festkörper-Molekularverstärkers; NTZ 2 (1959) S. 61 ··· 67
[6] Klinger: Rauscharme Verstärker für hohe Frequenzen; Fernmelde-Ingenieur 11 (1960) S. 1··· 36
[7] Brotherton: Amplifying with Atoms; Bell Laboratories Record 5 (1960) S. 163 bis 167
[8] Research Breakthroughs in Optical Masers and Superconductors; Bell Laboratories Record 3 (1961) S. 83 ·· 86
[9] Ahern: Solid-state Maser Amplifier; Electronic Technology 2 (1960) S. 59 bis 63
[10] Harris: Lasers; Electronic Technology 3 (1962) S. 86 ··· 94
[11] Molekularverstärker; Funktechnik 2 (1960) S. 47 ··· 50
[12] Mollwo: Stand und Entwicklungstendenzen der Maser-Technik; Nachrichtentechnik 8 (1961) S. 343 ··· 351

Dipl.-Ing. MAX KUNERT

Siliziumdioden als Schutz für Gleich- und Wechselstrommeßgeräte

Bekanntlich werden Gleich- und Wechselstrommeßgeräte oft schon bei drei- bis vierfacher Überlast zerstört. Zu ihrem Schutz eignen sich in manchen Fällen sehr gut Siliziumdioden. Solange der Strom durch das Meßwerk unter dem zulässigen Maximalwert bleibt, beeinflußt die Siliziumdiode die Anzeige kaum; sobald der Maximalwert überschritten wird, übernimmt die Diode praktisch trägheitslos den größten Teil des Überlaststromes.

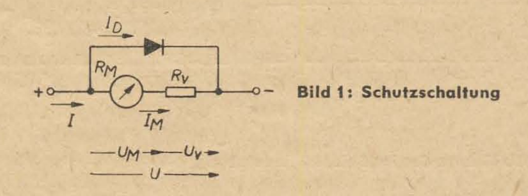


Bild 1: Schutzschaltung

Wirkungsweise der Schutzschaltung

Ein Meßwerk mit dem Widerstand R_M und einem Maximalstrom für Endausschlag $I_{M\,max}$ soll durch eine Siliziumdiode vor Überlastung geschützt werden. Dazu dient die Schutzschaltung nach Bild 1. Die Siliziumdiode wird der Reihenschaltung des Meßwerks mit einem noch zu bestimmenden Widerstand R_v parallelgeschaltet. Bei Endausschlag soll der Fehlerstrom durch die Diode höchstens $I_D = I_{D\,grenz} = k\,I_{M\,max}$ betragen. Die Durchlaßkennlinie der Siliziumdioden ist bei kleinen Strömen und den üblichen Temperaturen näherungsweise eine charakteristische Exponentialfunktion nach Bild 2, die sich im doppeltlogarithmischen Koordinatensystem nach Bild 3 darstellt. Die Stromspannungskennlinie des Meßwerks ist im doppeltlogarithmischen Koordinatensystem eine Gerade nach Bild 4, die bei Widerstandsänderung die angedeutete Parallelverschiebung erfährt.

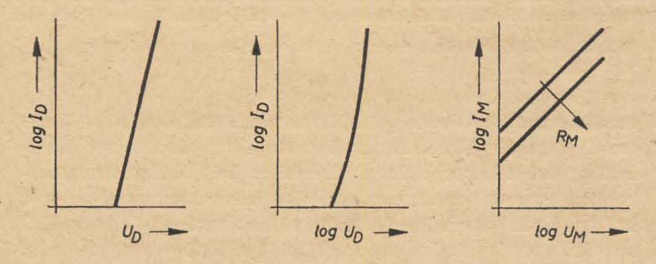


Bild 2: Diodenkennlinie einfachlog.

Bild 3: Diodenkennlinie doppeltlog.

Bild 4: Meßwerkkennlinie doppeltlog.

Im Bild 5 sind die Kennlinien von Meßwerk und Diode gemeinsam eingetragen. Bei $I_{M\,max}$ liegt über Meßwerk und Diode die Spannung $U_{M\,max}$ ($R_v = 0$), die im allgemeinen zu klein ist, um die Schutzwirkung der Diode zur Geltung kommen zu lassen. Zum Beispiel kann bei einer dreifachen Überlastung der Diodenstrom I_D' immer noch so klein sein, daß er nicht ins Gewicht fällt.

Man muß also durch einen Vorwiderstand R_v die Stromspannungskennlinie des Meßzweigs der Diodenkennlinie so anpassen, daß eine optimale Schutzwirkung gegeben ist. Dazu sucht man auf der Diodenkennlinie den bei Endausschlag zulässigen Fehlerstrom

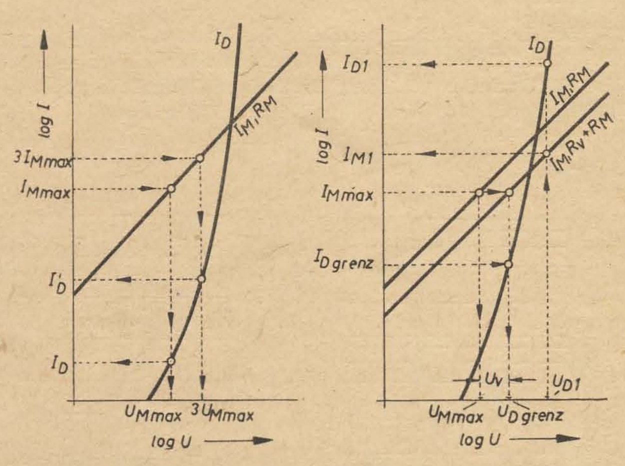


Bild 5: Dioden- und Meßwerkkennlinie doppeltlog.

Bild 6: Anpassung des Meßzweigs an die Diode

$I_{D\,grenz}$ mit der entsprechenden Spannung $U_{D\,grenz}$ auf und verschiebt durch R_v die Kennlinie des Meßzweigs in der Weise, daß bei dieser Spannung $U = U_{D\,grenz}$ durch das Meßwerk der Maximalstrom $I_{M\,max}$ fließt (Bild 6). Die Größe des Vorwiderstandes erhält man aus der Beziehung

$$R_v = \frac{U_{D\,grenz}}{I_{M\,max}} - R_M$$

Wächst nun infolge Überlastung die Spannung über $U_{D\,grenz}$ hinaus auf einen Wert U_{D_1} an, so übernimmt die Diode den größten Teil des Überlaststroms. Durch sorgfältige Auswahl und Anpassung läßt sich erreichen, daß bei 100facher Überlastung das Meßwerk nur 1,5 ··· 2fach überlastet wird.

Ähnliche Schutzwirkungen erhält man mit Zenerdioden unter Ausnutzung des Zenerknicks. Das ist jedoch im allgemeinen nur bei Spannungsmessern vorteilhaft, deren Meßwerk von vornherein mit einem Vorwiderstand ausgestattet ist, an dem die zur Öffnung der Zenerdiode notwendige Spannung von mindestens 5 V abfällt. In den anderen Fällen ist die hier geschilderte Verwendung der Durchlaßseite von Siliziumdioden angebracht, bei der $U_{D\,grenz} = 0{,}25$ bis 0,45 V bei $I_{D\,grenz} = 1\,\mu A$ beträgt.

Einfluß der Temperatur

Treten im Meßgerät Temperaturschwankungen auf, müssen sie bei der Auslegung der Schutzschaltung berücksichtigt werden. Das ist deshalb notwendig, weil der Diodenstrom bei konstanter Diodenspannung exponentiell mit der Diodentemperatur ansteigt (Bild 7) bzw. die Diodenspannung bei konstantem Diodenstrom nahezu linear mit steigender Temperatur abnimmt (Bild 8).

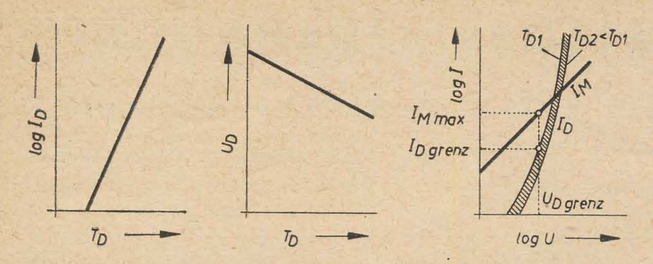


Bild 7: Temperaturabhängigkeit des Diodenstroms bei konstanter Diodenspannung

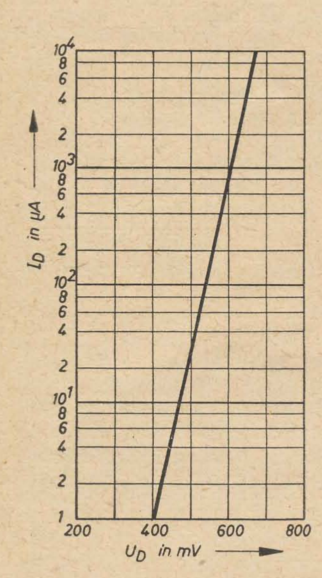
Bild 8: Temperaturabhängigkeit der Diodenspannung bei konstantem Diodenstrom

Bild 9: Temperaturstreuung der Diodenkennlinie

Um bei Temperaturerhöhung den Fehlerstrom $I_{D\,grenz}$ nicht zu überschreiten, muß die im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Anpassung des Meßzweigs an die Diode für die höchste zu erwartende Temperatur vorgenommen werden. Bei tieferen Temperaturen setzt dann infolge der erwähnten Temperaturstreuung der Diodenkennlinie die Schutzwirkung etwas später ein.

Beispiel

Gegeben ist ein Mikroamperemeter der Klasse 1,5 mit $I_{M\,max} = 100\,\mu A$ und $R_M = 500\,\Omega$, das im Temperaturbereich von $+10\,°C$ bis $+40\,°C$ arbeiten soll. Es soll durch eine Siliziumdiode vor Überlastungen geschützt werden, wobei der Fehlerstrom $I_{D\,grenz} = 0{,}01\,I_{M\,max} = 1\,\mu A$ nicht übersteigen soll.



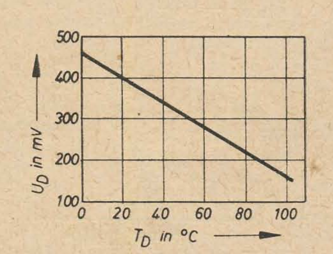


Bild 11: Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung der im Beispiel benutzten Siliziumdiode bei 1 μA Diodenstrom

Bild 10: Durchlaßkennlinie der im Beispiel benutzten Siliziumdiode bei 20 °C Diodentemperatur

Zur Verfügung steht eine Siliziumdiode mit folgenden Eigenschaften: Durchlaßkennlinie nach Bild 10, Temperaturabhängigkeit der Diodenspannung bei $I_D = 1\,\mu A$ nach Bild 11.

Der Meßzweig muß bei $T_D = 40\,°C$ der Diode angepaßt werden. Bei dieser Temperatur und $I_D = 1\,\mu A$ beträgt nach Bild 11 $U_{D\,grenz\,1} = 335$ mV. Nach der angegebenen Beziehung wird

$$R_v = \frac{335 \cdot 10^{-3}\,V}{100 \cdot 10^{-6}\,A} - 500\,\Omega = 2850\,\Omega$$

Dann ist

$$R_v + R_M = 3350\,\Omega,$$

d. h. der Innenwiderstand des Mikroamperemeters steigt auf das etwa 7fache seines ursprünglichen Wertes an. Diese nachteilige Erscheinung kann etwas eingeschränkt werden, wenn man eine Diode mit möglichst kleinem $U_{D\,grenz}$ verwendet. Zur Erfassung der Temperaturstreuung der Diodenkennlinie entnimmt man Bild 11 noch die Diodenspannung bei $+10\,°C$. Sie beträgt $U_{D\,grenz\,2} = 430$ mV.

Im Bild 12 sind die Ergebnisse der Schutzschaltung dargestellt. Bei Endausschlag des Mikroamperemeters und 40 °C Diodentemperatur fließen in Wirklichkeit $100\,\mu A + 1\,\mu A = 101\,\mu A$. Der

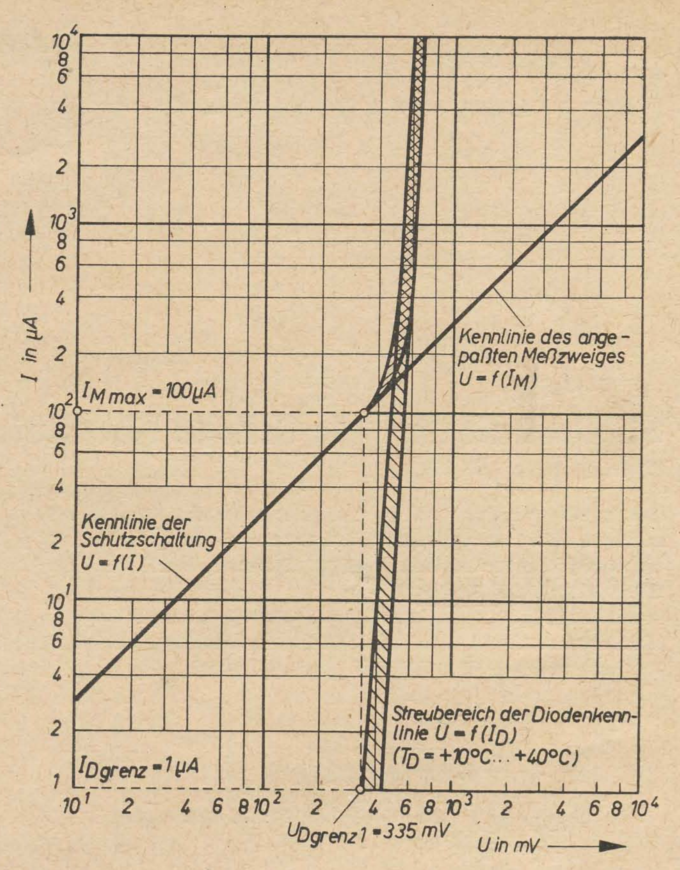


Bild 12: Schutz des im Beispiel benutzten μA-Meters

Anzeigefehler liegt innerhalb der Instrumentenklasse und nimmt bei kleineren Strömen und tieferen Temperaturen rapide ab. Bei 100facher Überlastung, also 10000 μA wird das Meßwerk je nach Temperatur nur 1,8 ··· 2fach überlastet.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten

Die angegebene Schutzschaltung läßt sich allgemein bei vielen empfindlichen Strom- und Spannungsmessern anwenden. Auch Wechselstrommeßgeräte können nach Bild 13 durch Antiparallel-

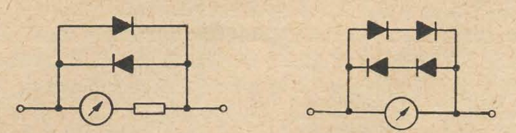


Bild 13 (rechts): Überlastschutz eines Wechselstrommeßgeräts bzw. Überlastschutz eines Gleichstrommeßgeräts für beide Stromrichtungen

Bild 14 (links): Überlastschutz eines Wechselstrommeßgeräts

schaltung zweier Dioden geschützt werden. Auf die gleiche Weise erzielt man für Gleichstrommeßgeräte einen Schutz vor Überlastung bei falscher Polung. Besonders bei Wechselstrommeßgeräten kann es vorkommen, daß die Meßwerkspannung so groß ist, daß die Schutzdioden durch sie geöffnet werden. In diesem Fall schaltet man Schutzdioden nach Bild 14 in Reihe oder verwendet Zenerdioden.

Literatur

[1] Peter D. Ducker: The Use of Silicon Junction Diodes for the Protection of A—C and D—C Meter Circuits; Semiconductor Products 3 (1961) S. 54 ··· 56

Interessenten an Siliziumdioden für den Überlastschutz von Meßgeräten wenden sich bitte zwecks Bedarfsermittlung an das Institut für Halbleitertechnik, Abt. Technische Information, Teltow bei Berlin, Elbestraße 2.

Neue Halbleiterbauelemente der Valvo-GmbH

Das zu Beginn des Jahres bekanntgegebene neue Fertigungsprogramm der Firma Valvo ist in mehrfacher Hinsicht interessant. Es läßt vor allem eine Anpassung an die allgemeinen und vielfach auch an die speziellen Wünsche und Erfordernisse der Schaltungstechniker erkennen. Die wichtigsten Neuerscheinungen seien hier kurz erwähnt:

Hochfrequenz-Legierungstransistoren

Das Gehäuse nach Jedec TO 7, in dem die Kristallsysteme der Typen (OC 169, 170, 171) AF 114 ··· 117 untergebracht sind, wird mit seinem Durchmesser von 9 mm und seiner Höhe von 9,5 mm offenbar von einem großen Teil der Geräteentwickler und Konstrukteure als zu groß angesehen. Man baut nunmehr dasselbe Kristallsystem in ein Gehäuse nach Jedec TO 18 ein, das unter anderem auch für den HF-Legierungstransistor OC 871/72 des Halbleiterwerkes Frankfurt (Oder) verwendet wird. So entstand die neue Typenreihe AF 124 bis 127, deren elektrische Daten bis auf den Wärmewiderstand, der sich von 0,6 °C/mW auf 0,8 °C/mW erhöhte, völlig denen der Reihe AF 114 ··· 117 entsprechen. Die Anwendung dieser Transistoren in Vor-, Misch- und ZF-Stufen von Rundfunkgeräten wird dadurch nicht eingeschränkt.

UKW-Transistoren

Das System des für Frequenzen bis zu 260 MHz geeigneten Transistortyps AF 102 (Gehäuse nach Jedec TO 7) kann wahlweise ebenfalls in ein TO 18-Gehäuse eingebaut werden. So entstand der neue Typ AFZ 12 mit gleichen elektrischen Daten.

Kleinleistungs-HF-Transistoren

Innerhalb dieser Anwendungsgruppe wurde der Typ AF 118 geschaffen (Gehäuse TO 7). Er ist für Frequenzen bis zu 100 MHz verwendbar. Die maximale Verlustleistung wird zur Zeit mit 250 mW angegeben. Man hofft jedoch, sie noch auf 375 mW erhöhen zu können. Die maximale Kollektorspannung liegt bei 50 V. Dieser Transistortyp wird vor allem von den Konstrukteuren für Kleinstfunksprechgeräte verwendet werden.
Für den gleichen Anwendungszweck und für die Ansteuerung von Kernspeichern wurde im TO 3-Gehäuse (Flanschform, Abmessungen 40 × 27 mm, Kappendurchmesser 25 mm) der diffusionslegierte Typ AUY 10 geschaffen. Die f_1-Frequenz (bei der $\beta = 1$ wird) liegt im Mittel bei 120 MHz und ist stets größer als 60 MHz. Da man Transistoroszillatoren meistens zweckmäßigerweise in Basisschaltung betreibt, dürfte dieser Typ bis in den UKW-Bereich hinein gut brauchbar sein und eine beträchtliche HF-Leistung abgeben können, zumal der innere Wärmewiderstand bei 4 °C/W liegt (Kollektor am Gehäuse). Die maximale Kollektor-Emitterspannung beträgt 60 V, der maximal zulässige Kollektorscheitelstrom 0,7 A.

Schalttransistoren

In dieser Gruppe ist besonders der diffusionslegierte Schalttransistor ASZ 23 interessant TO 7-Gehäuse). In der „Aus"-Stellung wird der Transistor auf der Kollektorseite bereits im Durchbruchsgebiet betrieben. Bei Spitzenströmen bis zu 60 mA sind Anstiegszeiten von 1 ns erreichbar.
Die legierten Schalttransistortypen ASY 26/27 und ASY 31/32 sind an sich elektrisch nahezu gleich. Die ersten sind in ein Metallgehäuse (TO 5) und die letzten in ein Glasgehäuse eingebaut. Sie sollen in Zukunft die Typen OC 46/47 ersetzen. Die Verbesserungen erstrecken sich auf: kleinere Wärmewiderstände, kleinere Restströme, bessere dynamische Eigenschaften und höhere Stromverstärkungsfaktoren mit geringerer Streuung (1 : 3 statt bisher 1 : 4).

NF-Kleinleistungstransistor

Als NF-Kleinleistungstransistor wurde der Typ AC 128 mit einem Metallgehäuse nach Jedec TO 1 (Durchmesser 6,5 mm, Höhe 9,4 mm) entwickelt. Er soll später die Typen OC 72, OC 74, OC 79 und OC 80 ablösen und stellt in elektrischer Hinsicht eine verbesserte Ausführung des Typs OC 74 dar. Die f_β-Grenzfrequenz liegt bei 10 kHz. Zwei Transistoren des Typs AC 128 (Kühlfläche je 12,5 cm²) können in Gegentakt-B-Schaltung eine Ausgangsleistung von etwa 1 W abgeben. Diese Leistung hat sich offenbar für Kofferempfänger und Magnetbandgeräte mit Batteriebetrieb als notwendig erwiesen. Das kann man daraus schließen, daß dieser Transistortyp auch als Ersatz für den Typ OC 72 vorgesehen ist.

Gleichrichter und Dioden

Neu und interessant ist eine Germanium-Kleinflächendiode (AAZ 12) für Schaltzwecke (Tordiode in schnellen Kernspeichern), die dann verwendet wird, wenn Golddrahtdioden nicht mehr den erforderlichen hohen Strom liefern können. Die bei einem Durchlaßstrom von 10 mA gespeicherte Ladung ist kleiner als $200 \cdot 10^{-12}$ Coulomb.
Eine „schnelle" Golddrahtdiode mit einer max. Sperrspannung von 8 V wurde unter der Typenbezeichnung AAZ 13 in das Fertigungsprogramm aufgenommen. Sie speichert bei einem Strom von 10 mA nur eine Ladung von $20 \cdots 30 \cdot 10^{-12}$ Coulomb. *Electronus*

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von R. GÄRTNER

Lösung zur Aufgabe 3:

Die Bedingung für die Parallelresonanz ist, daß der Blindanteil jX des Eingangswiderstandes $\mathfrak{R}_e$ Null wird. Der Eingangsscheinwiderstand wird dann reell, der Phasenwinkel $\varphi = 0$ und der Leistungsfaktor $\cos\varphi = 1$.
Wenn diese Bedingung erfüllt wird, müssen auch die Blindanteile jB der Scheinleitwerte $\mathfrak{Y}_e$ in den beiden Zweigen der Schaltung gleich groß sein.
Der Scheinleitwert einer Reihenschaltung eines Widerstandes R und einen Blindwiderstandes jX ist gleich

$$\mathfrak{Y}_e = \frac{1}{\mathfrak{R}_e} = \frac{1}{R + jX}$$

Nach konjungiert komplexem Erweitern erhalten wir für den reellen Anteil G des Scheinleitwertes und dessen Blindanteil jB

$$\mathfrak{Y}_e = \frac{R}{R^2 + X^2} + j\frac{X}{R^2 + X^2} = G + jB$$

Sollen die Blindanteile B_L im L-Zweig und B_C im C-Zweig gleich so groß sein, so gilt bei gleichen Widerständen $R_L = R_C$

$$B_L = B_C = \frac{X_L}{R^2 + X_L^2} = \frac{X_C}{R^2 + X_C^2}$$

oder

$$\frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} = \frac{1/\omega C}{R^2 + 1/\omega^2 C^2}$$

Nach ω aufgelöst, erhalten wir

$$\omega = \omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

und mit den praktischen Werten wird

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{10^{-3} \cdot 10^{-10}}} = 0{,}503 \text{ MHz}$$

Der Eingangsscheinwiderstand im Resonanzfall ist gleich dem Kehrwert der Summe der reellen Anteile G des Scheinleitwertes $\mathfrak{Y}_e$

$$R_{e_{res}} = \frac{1}{G_L + G_C} = \frac{1}{\frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} + \frac{R}{R^2 + 1/\omega^2 C^2}}$$
$$= \frac{(R^2 + \omega^2 L^2)(R^2 + 1/\omega^2 C^2)}{R(R^2 + R^2 + 1/\omega^2 C^2 + \omega^2 L^2)}$$

Da im Resonanzfall $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ gilt, vereinfacht sich dieser Ausdruck zu

$$R_{e_{res}} = \frac{1}{2} R\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right) = \frac{1}{2} R\left(1 + \frac{L}{CR^2}\right)$$

Mit den praktischen Werten erhalten wir

$$R_{e_{res}} = 5{,}5 \text{ k}\Omega$$

Aufgabe 4:

Wie groß werden die Parallelresonanzfrequenz und der Eingangswiderstand der Schaltung in der Aufgabe 3, wenn statt des Kondensators mit 100 pF Kapazität ein solcher mit 1000 pF Kapazität eingesetzt wird?

Probleme der Arbeitspunkteinstellung an Transistormeßgeräten

Ing. W. DENDA

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Allgemeines zur Arbeitspunkteinstellung

Die Messung der dynamischen Kenngrößen von Transistoren erfolgt ausnahmslos bei einem bestimmten Arbeitspunkt. Dieser muß vor der Messung eingestellt werden. Verschiedene dynamische Kenngrößen sind stark abhängig vom Arbeitspunkt, andere dagegen weniger stark. Danach richtet sich die erforderliche Genauigkeit, die bei der Arbeitspunkteinstellung eingehalten werden muß. Da der Arbeitspunkt von Hand eingestellt wird, läßt sich diese Genauigkeit nicht in jedem Fall erreichen. Ein weiterer Nachteil besteht darin, daß die Arbeitspunkteinstellung etwa die Hälfte der Gesamtzeit in Anspruch nimmt. Beide Nachteile lassen sich beheben, wenn man diesen Arbeitsgang automatisiert.

Im folgenden soll das Problem der Arbeitspunkteinstellung näher erläutert werden. Ausgehend von herkömmlichen Methoden werden verschiedene Möglichkeiten diskutiert, die in ihrer weiteren Vervollkommnung zu einer brauchbaren Arbeitspunkt-Automatik führen.

Herkömmliche Methoden

Bei HF-Transistoren werden die dynamischen Kenngrößen teilweise in Basisschaltung gemessen. Hier ist die Einstellung des Arbeitspunktes nicht schwierig, da die Großsignalverstärkung $\overline{\alpha}$ nur zwischen 0,95 und 0,995 schwankt.

Benutzt man eine Schaltungsanordnung nach Bild 1, so erübrigt sich in den meisten Fällen ein Nachregeln des Arbeitspunktes. Der Widerstand R_V ist sehr viel größer als der Widerstand der Emitter-Basis-Strecke des Transistors. Wählt man die Widerstände R_1 und R_2

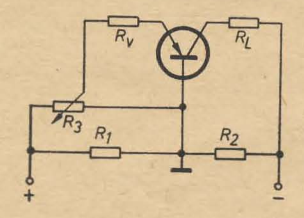


Bild 1: Arbeitspunkteinstellung in Basisschaltung

möglichst klein (etwa 10 ··· 100 Ω) und hält die Spannung konstant, so fließt in den Emitter ein konstanter Strom.

Infolge der geringen Schwankungen von $\overline{\alpha}$ ändert sich der Kollektorstrom um max. ± 3%. Durch geeignete Dimensionierung von R_L erreicht man, daß bei dem geforderten Kollektorstrom auch die geforderte Kollektorspannung am Transistor liegt.

Bei der Messung der dynamischen Kenngrößen in Emitterschaltung läßt sich eine solche Methode nicht anwenden. Hier schwankt die Großsignalverstärkung $\overline{\beta}$ zwischen 10 und 200.

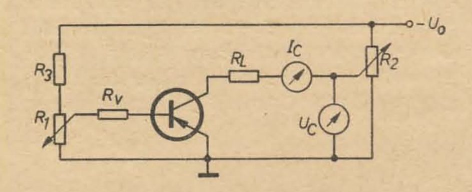


Bild 2: Arbeitspunkteinstellung in Emitterschaltung

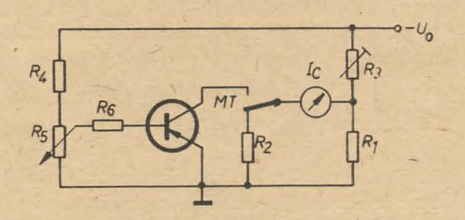


Bild 3: Verbesserte Schaltung für Emitterschaltung

Deshalb läßt sich ein Nachregeln des Arbeitspunktes nicht umgehen. Die hierfür allgemein übliche Schaltungsanordnung zeigt Bild 2. Mit R_2 wird die Kollektorspannung und mit R_1 durch Regeln des Basisstromes der Kollektorstrom eingestellt. Eine wesentlich verbesserte Schaltungsanordnung gegenüber der im Bild 2 dargestellten zeigt Bild 3. Hier ist nur noch ein Regler erforderlich, um den Arbeitspunkt einzustellen. R_1 ist niederohmig (≦ 100 Ω), während R_3 einstellbar ist (die Einstellung erfolgt von außen). Außerdem liegt parallel zu R_1 der Widerstand R_2, dessen Größe sich aus dem geforderten Arbeitspunkt bestimmt

$$R_2 = \frac{-U_c}{-I_c} \qquad (1)$$

Durch R_3 erreicht man, daß der über R_2 fließende Strom gleich dem geforderten Kollektorstrom I_c wird. Dann liegt nach Gl. (1) über R_1 und R_2 die geforderte Kollektorspannung U_c. Beim Messen wird die Meßtaste MT gedrückt und damit statt R_2 der Transistor angeschaltet. Mit R_5 wird nun der Kollektorstrom auf den geforderten Wert eingeregelt. Dadurch hat jetzt die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors einen Widerstand, der gleich R_2 ist. Also ist nach Gl. (1) der Arbeitspunkt eingestellt. Bei sehr guter Stabilisiergung der Betriebsspannung braucht der Regler R_3 überhaupt nicht verändert zu werden.

Da dieses selten der Fall ist, empfiehlt sich ein Nachregeln in größeren Zeitabständen. Zu beachten ist der niederohmige Abschluß des Transistors. Diese Schaltungsanordnung eignet sich besonders gut für kombinierte Vierpolmeßgeräte, da dort stets ein niederohmiger Abschluß gefordert wird. Höhere Abschlußwiderstände lassen sich erreichen, wenn man statt R_1 eine Drossel benutzt.

Selbsttätige Einstellung des Arbeitspunktes

Die Kontrolle des Arbeitspunktes ist natürlich auch mit Hilfe der Kollektorspannung möglich. Bild 4 zeigt einen Transistor in Emitter-

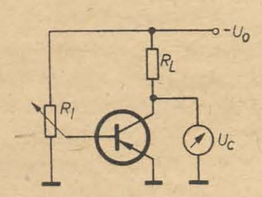


Bild 4: Meßschaltung nach Gl. 2

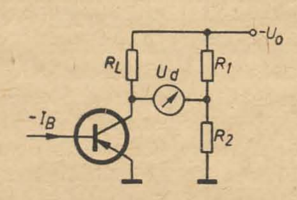


Bild 5: Transistor in Brückenschaltung

schaltung. Hält man U_0 konstant, dann gilt

$$U_C = U_0 - I_C \cdot R_L = K_1 - I_C \cdot K_2 \qquad (2)$$

Hierbei sind K_1 und K_2 Konstanten.

Das bedeutet, daß der Kollektorstrom I_C in ganz bestimmter Beziehung zur Kollektorspannung steht. Es genügt also die Angabe der Kollektorspannung, um den Arbeitspunkt genau zu definieren. Voraussetzung dafür ist allerdings die Kenntnis von U_0 und R_L. Auf Grund dieser Überlegung ist eine elektrische Kontrolle des Arbeitspunktes möglich.

Im Bild 5 bildet der Transistor zusammen mit drei Widerständen eine Brückenschaltung. Die Widerstände sind wie folgt dimensioniert.

$$R_L = \frac{U_0 - U_C}{I_C} \qquad (3)$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_C}{U_0} \qquad (4)$$

Für den allgemeinen Fall gilt

$$U_d = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_C' \qquad (5)$$

mit

$$U_c' = U_0 - I_c' \cdot R_L$$

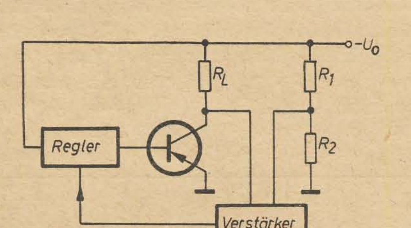


Bild 6: Regelkreis (allgemein)

Hierin sind U_c' und I_c' beliebige Werte der Kollektorspannung bzw. des Kollektorstromes.

Aus Gl. (4) und Gl. (5) ergeben sich folgende Beziehungen

$$\begin{aligned} U_c' &> U_c, \text{ daraus folgt } U_d < 0 \\ U_c' &= U_c, \text{ daraus folgt } U_d = 0 \qquad (6) \\ U_c' &< U_c, \text{ daraus folgt } U_d > 0 \end{aligned}$$

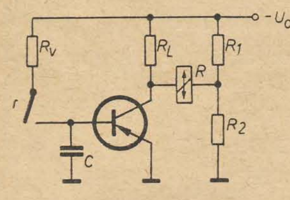


Bild 7: Regelkreis mit Relais

Diese Beziehungen gestatten eine recht einfache und eindeutige elektrische Kontrolle des Arbeitspunktes. Führt man die Änderungen von U_d auf den Eingang (Basis) zurück, dann erhält man einen Regelkreis nach Bild 6. Nach der Art der Rückführung unterscheidet man die im folgenden näher erläuterten drei Methoden.

Regelung mittels Relais

Bei der im Bild 7 dargestellten Art der Rückführung bestehen Verstärker und Regler aus einem gepolten Relais. Ist die Kollektorspannung zu hoch, d. h., fließt ein zu kleiner Kollektor- bzw. Basisstrom, dann wird der Kondensator C über den Kontakt r des gepolten Relais R und über R_v höher aufgeladen, so daß ein größerer Basis- bzw. Kollektorstrom fließt und damit die Kollektorspannung absinkt. Wird die Kollektorspannung zu niedrig, dann fällt das Relais R ab und öffnet mit dem Kontakt r den Ladestromkreis für C. Der Kondensator entlädt sich wieder, und der Vorgang beginnt von neuem. Das Relais R flattert also ständig hin und her, wodurch dem fließenden Gleichstrom durch den Transistor ein Wechselstrom überlagert wird. Die Größe dieses Wechselstromes und die Regelgenauigkeit richten sich nach der Dimensionierung von C und R_v sowie nach der Einstellung des gepolten Relais R.

Das Anwendungsgebiet dieser Schaltungsanordnung ist sehr begrenzt. Für die Messung dynamischer Kenngrößen ist diese Anordnung ungeeignet, weil hier ein zusätzlicher Wechselstrom auftritt, der die Messung verfälschen würde. Als Anwendungsbeispiel kann hier die Messung der Großsignalverstärkung $\overline{\beta}$ bei einem geforderten Arbeitspunkt angegeben werden. Allerdings ist auch bei dieser Messung die Genauigkeit nicht sehr groß.

Regelung mittels Gleichspannung

In der amerikanischen Literatur wird eine Schaltungsanordnung beschrieben, die den Arbeitspunkt mit einem elektronischen Regelkreis einstellt (E. P. Hojak: Automatische Messung des Beta-Wertes an Transistoren, Electronics Dez. 4, 1959). Das Schaltungsprinzip zeigt Bild 8. An dem Transistor T (npn-Typ) soll ein bestimmter Arbeitspunkt (2 V; 10 mA) eingestellt werden. Da die Betriebsspannung von + 12 V konstant gehalten wird, liefert die Kollektorspannung nach Gl. (2) eine eindeutige Aussage über den Arbeitspunkt. Die Auswertung der Kollektorspannung erfolgt durch T_1, dessen Emitter an einer konstanten Spannung von + 2 V liegt. Je nach dem, ob die Kollektorspannung von T unter oder über + 2 V liegt, wird durch T_1 ein Kollektorstrom fließen oder nicht. Die Kollektorspannung von T_1 ändert sich mit der Kollektorspannung von T, nur sind die absoluten Spannungsänderungen an T_1 weitaus größer als an T. T_1 übernimmt also die Funktion des im Bild 6 dargestellten Verstärkers. Die Kollektorspannung von T_1, die positive oder negative Werte annehmen kann, wird zur Steuerung von T_2 benutzt. Dadurch wird durch T_2 ein Kollektorstrom fließen, dessen Wert zwischen Null und einem durch die Schaltung bestimmten Grenzwert liegt (unter Vernachlässigung von I_{CEO}). Dieser Strom dient als Basisstrom für T. Er ist gleichzeitig ein Maß für die Großsignalverstärkung von T.

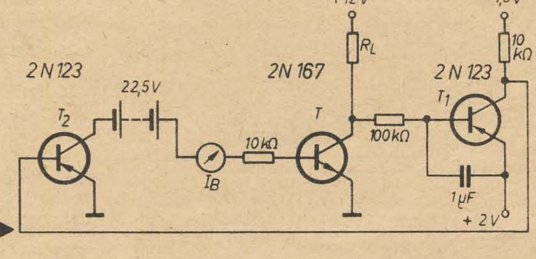


Bild 8: Regelkreis mit Gleichspannung

Der Regelvorgang geschieht in folgender Weise:

Steigt der Kollektorstrom von T infolge eines zu großen Basisstromes auf so hohe Werte an, daß die Kollektorspannung unter + 2 V absinkt, dann beginnt durch T_1 ein Basisstrom und damit auch ein Kollektorstrom zu fließen. Die Kollektorspannung wird leicht positiv, so daß T_2 gesperrt wird. Demzufolge werden der Kollektorstrom durch T_2 und der Basisstrom von T gegen Null gehen. Als Folge davon steigt die Kollektorspannung von T auf Werte über + 2 V an, so daß T_1 gesperrt und T_2 geöffnet werden. Der Kreis wird sich also auf ein Gleichgewicht einstellen, das dann herrscht, wenn die Kollektorspannung von T + 2 V beträgt. Dann ist die Kollektorspannung von T_1 eicht negativ.

Im beschriebenen Beispiel müssen die Transistoren T_1 und T_2 pnp-Typen sein. Ist der Transistor T ein pnp-Typ, dann müssen T_1 und T_2 npn-Typen sein. Außerdem müssen dann die Polaritäten der angelegten Spannungen vertauscht werden.

In dem oben angeführten Bericht wird für die Messung von $\overline{\beta}$ eine Genauigkeit von etwa 2 % für $\overline{\beta} = 6{,}5 \cdots 125$ angegeben.

Regelung mittels Wechselspannung

Um die Verwendung von npn-Transistoren zu umgehen und um günstigere Verhältnisse bei

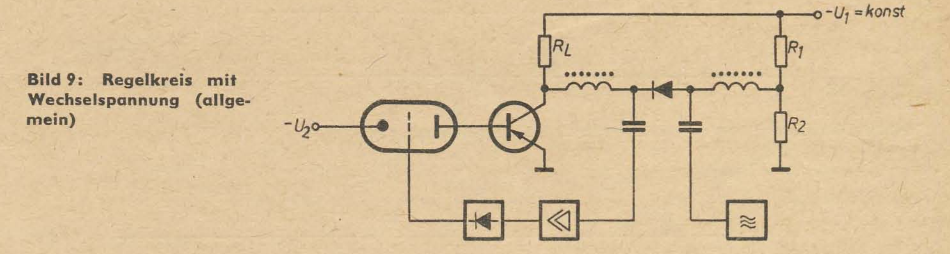
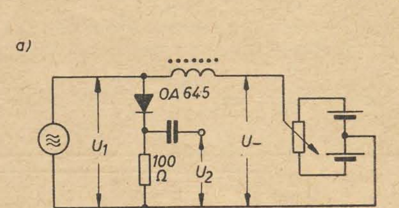


Bild 9: Regelkreis mit Wechselspannung (allgemein)



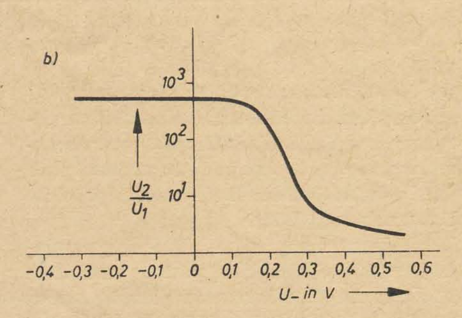


Bild 10: Abhängigkeit des Spannungsteilerverhältnisses von der Vorspannung der Diode

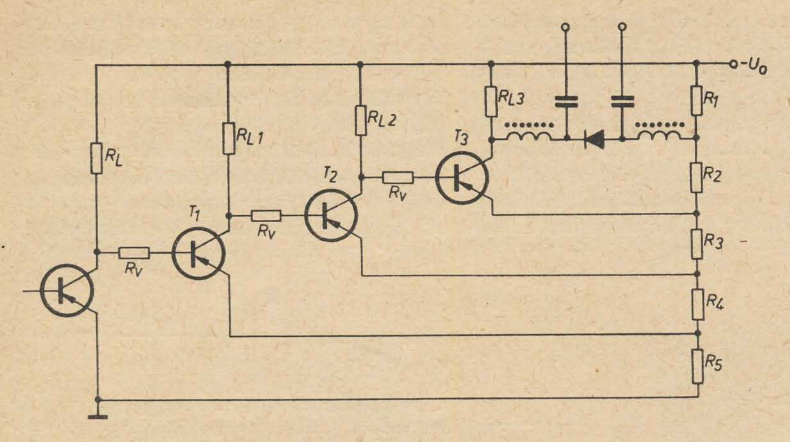


Bild 11: Schaltung zur Verstärkung der Spannungsänderungen

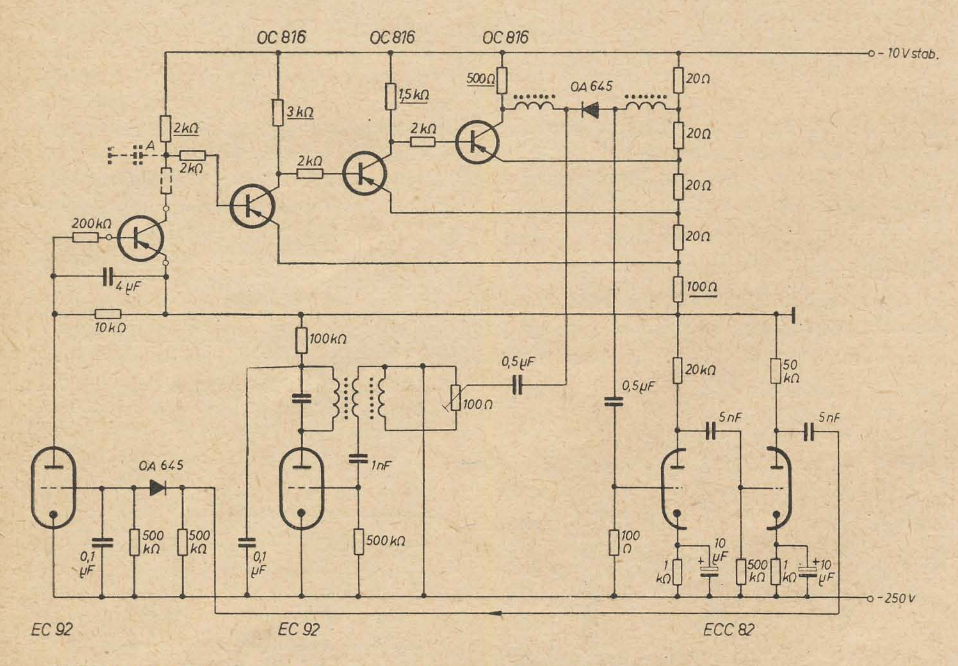


Bild 12: Vollständiges Schaltbild einer Arbeitspunktautomatik

der Verstärkung zu schaffen, kann man folgenden Weg beschreiten: Man setzt die Änderungen von U_d in Wechselspannungsänderungen um, verstärkt diese und steuert damit nach der Demodulation den Basisstrom. Eine solche Schaltung zeigt Bild 9.

Zur Umwandlung einer Gleichspannungsänderung in eine Wechselspannungsänderung benutzt man einen Spannungsteiler, bestehend aus einer Diode und einem Widerstand (niederohmiger Eingangswiderstand des Verstärkers). Die Abhängigkeit des Spannungsteilerverhältnisses von der angelegten Gleichspannung zeigt Bild 10. Die Tatsache, daß hierbei keine Proportionalität zwischen Wechselspannungsänderung und Gleichspannungsänderung auftritt, ist nicht weiter kritisch, weil es sich hier nur um ein Nachregeln auf einen bestimmten Punkt und nicht um eine Messung handelt.

In den meisten Fällen wird eine Schaltung nach Bild 9 nicht ausreichen, um die Diode gleichstrommäßig zu steuern. Es empfiehlt sich, erst eine Gleichspannungsverstärkung vorzunehmen. Zweckmäßig ist eine Schaltung nach Bild 11. Hierbei sind mehrere Brückenschaltungen ineinander geschachtelt. Die Zahl der verwendeten Transistorstufen muß stets eine ungerade sein, da sonst eine bistabile Schaltung entsteht, die man nicht zu Regelzwecken ausnutzen kann. Der Spannungsteiler $R_1 \cdots R_5$ muß niederohmig sein, damit Spannungsänderungen in den Transistorstufen ohne Einfluß auf den Spannungsteiler bleiben. Die Vorwiderstände R_v sollen den Basistrom begrenzen, wenn extreme Verhältnisse am Eingang auftreten (offen bzw. Kurzschluß).

Bild 12 zeigt das vollständige Schaltbild einer Arbeitspunktautomatik. Zur Erzeugung der Wechselspannung dient ein 100-kHz-Generator in Meißnerschaltung. Die Auskopplung erfolgt induktiv, die Ausgangsspannung ist einstellbar. Dabei ist zu beachten, daß der Einstellregler niederohmig sein muß. Der Verstärker besteht aus zwei Triodenstufen. Er ist eingangsseitig niederohmig abgeschlossen.

Das Regelglied besteht aus einer Triode, die ohne Gittervorspannung arbeitet. Die vom Verstärker abgegebene Spannung wird gleichgerichtet und negativ an das Gitter der Regelröhre gelegt. Ein Teil des Anodenstromes wird abgezweigt und dient als Basisstrom für den Transistor. Vor der Basis liegt ein hochohmiger Widerstand, damit die dynamischen Kenngrößen des Transistors nicht durch die Regelschaltung verfälscht werden. Ein in den meisten Fällen erforderlicher niederohmiger Lastwiderstand (Kurzschlußbedingung) wird zwischen den Kollektor des Transistors und den Punkt A gelegt. Dabei ist der Punkt A über einen Kondensator gegen Masse zu legen. Die im Schaltbild unterstrichenen Widerstandswerte sind Richtwerte. Sie müssen beim Abgleich ermittelt werden.

Die vorliegende Schaltung ist dimensioniert für einen Arbeitspunkt von 6 V, 2 mA. Bei einer Großsignalverstärkung der Transistoren von $\overline{\beta} = 10 \cdots 200$ wird eine sehr gute Genauigkeit erreicht ($\pm 1\%$).

Zum Thema „Transistortechnik" empfehlen wir folgende Bücher des VEB Verlag Technik

Kurt Grauhering

Halbleiterbauelemente

Physikalische Grundlagen, Aufbau und Herstellung der Dioden und Transistoren

2., bearbeitete Auflage

76 Seiten, 50 Bilder, 2 Tafeln

broschiert 3,— DM

Otto/Müller

Flächentransistoren

Praktische Anwendung in der Niederfrequenztechnik und im Transverter

2., berichtigte Auflage

268 Seiten, 238 Bilder, 11 Tafeln

Kunstleder 12,80 DM

Der Transistor spielt bei der Einführung der Neuen Technik im Nachrichtenwesen eine bedeutende Rolle. Diese Bedeutung wächst noch, da im Gesetz über den Siebenjahrplan dem weiteren Ausbau in der Nachrichtentechnik in der DDR große Aufmerksamkeit gewidmet wird.

Das vorliegende Buch umfaßt hauptsächlich die praktische Anwendung des Flächentransistors in der Niederfrequenztechnik.

Die Autoren gehen bei der Behandlung des Stoffes vom Aufbau, der Wirkungsweise und den Kenngrößen des Transistors aus. Im Anschluß daran werden die Halbleiterverstärker behandelt. Ein weiteres Kapitel befaßt sich mit der Kennwertdarstellung, den Kennlinien und den Verstärkereigenschaften für Kleinsignalverstärkung. An das Kapitel über die Transverter schließt sich eine Transistorenvergleichsliste und eine Übersicht über die Kenndaten und Kennlinien der in der DDR hergestellten pnp-Flächentransistoren an.

Zahlreiche Bilder und mehrere vollständig durchgerechnete Beispiele erleichtern das Verständnis des teilweise recht komplizierten Stoffes.

Dieses lehrplangebundene Fachbuch wird nicht nur den Studierenden an den Fachschulen der Elektrotechnik eine große Hilfe sein, sondern auch den in der Praxis stehenden Ingenieuren und Technikern als wertvolle Anleitung dienen.

Ein Transistorsuper für Auto und Heim Teil 1

Ing. B. ENGEL und H. ENGEL

Im nachfolgenden Beitrag wird der Selbstbau eines volltransistorisierten Autosupers beschrieben, der auf Grund seiner Aufteilung in Empfangsteil mit Lautsprecher (200-mW-Verstärker) und fest im Wagen montiertem Kasettenteil (3-W-Verstärker) als leicht transportables Kofferradio sowie als vollwertiger Autosuper Verwendung finden kann.
Die im Empfangsteil befindlichen Batterien speisen das Gerät außerhalb des Wagens; beim Einschieben des Empfangsteiles in das Kassettenteil des Wagens übernimmt die Autobatterie die gesamte Stromversorgung.

Die klassische Art des Autosupers verkörpern z. B. die Geräte „Schönburg", Schönburg T" sowie der neue „Berlin". Diese Geräte sind speziell für den Wagenbetrieb geschaffen und können außerhalb des Wagens nicht oder nur bei Verwendung eines Zweitlautsprechers, der über eine Schaltbuchse und ein mehrere Meter langes Kabel an das Gerät anzuschließen ist, benutzt werden. Die Ausgangsleistung von 2 ··· 4 W ist so bemessen, daß die Lautstärke auch bei schneller Fahrt ausreicht.
Einen anderen Weg, im Wagen Rundfunkempfang zu haben, bietet die Unterbringung eines handelsüblichen Koffergerätes. Wird das Koffergerät an die Wagenantenne angeschlossen — dafür war z. B. „Ilona" mit einer Spezialbuchse für die Autoantenne versehen — so sind die Richtwirkung des Ferritstabes und die Abschirmwirkung der Karosse ausgeschaltet. Das neue Transistorautoradio Typ T 61 von Tesla kann mit Autohalterung geliefert werden. Diese Autoradioart ist zwar möglich, aber weniger elegant; sei es wegen der geringen Ausgangsleistung von 250 mW, der ungünstigen Abstrahlrichtung des Kofferlautsprechers unter dem Armaturenbrett oder der Ferritantenne, die dann zusätzlich den im Wagen vorhandenen Störnebel fängt.
Eine weitere Möglichkeit, einen kleinen Empfänger bei Wagenbetrieb zur Aussteuerung einer großen Endstufe, die im Wagen fest montiert ist, zu benutzen, wurde als die ideale Lösung angesehen und im Nachfolgenden zur Ausführung gebracht.

Aufgabenstellung

Beim Entwurf des vorliegenden Empfängers mußten die besonderen Anforderungen beachtet werden, die an ein Autoradio zu stellen sind. Da die Antenne oft geringe Feldstärkewerte aufnimmt, ist eine ausreichende Empfindlichkeit notwendig. Die während der Fahrt sich stark ändernde Feldstärke fordert eine maximal dimensionierte wirkungsvolle Schwundregelung, die schwache und starke Sender mit annähernd gleichen Lautstärken wiedergibt. Da Fernempfang meist wegen der starken Störungen nicht möglich ist, kann auf sehr große Trennschärfe verzichtet werden, was sich dann bei der Sendereinstellung während der Fahrt und durch Empfindlichkeitsgewinn bemerkbar macht. Der Stromverbrauch des Gerätes soll möglichst gering sein, um den Betrieb bei längerem Stehen des Wagens zu gewährleisten und außerdem eine lange Betriebszeit des Empfangsteiles außerhalb des Wagens zuzulassen.

Stromversorgung des Empfangsteiles

Die Auswahl einer günstigen Stromversorgung — die in Abhängigkeit zur gewünschten Ausgangsleistung steht — zum Betrieb des Empfangsteiles außerhalb des Wagens war zunächst nötig. Der Einbau von gasdichten Stahlakkus, die dann über eine Ladetaste von der Wagenbatterie nachgeladen werden können, wäre möglich, aber Preis, großer Platzbedarf und das Fehlen eines geeigneten Typs im Angebot ließen dann die Verwendung von handelsüblichen Taschenlampenbatterien geraten erscheinen. Als Betriebsspannung werden 6 V gewählt, die meist in Fahrzeugen vorhandene Spannung. Der Minuspol liegt am Chassis.
Die zwei gewählten 3-V-Stabbatterien lassen den wirtschaftlichen Betrieb einer 200-mW-Gegentakt-B-Endstufe zu. Damit läßt sich in Verbindung mit einem 1-W-Lautsprecher eine ausreichende Lautstärke erzielen.
Bei intermittierendem Betrieb von 2× 1 Stunde pro Tag und der für Zimmerbetrieb ausreichenden Lautstärke von etwa 50 mW erreichen die Batterien eine Funktionszeit von 2 ··· 3 Monaten. Bei Absinken der Batteriespannung von 6 V auf 3,5 V ist der Empfang noch möglich. Bei Betrieb des Empfangsteiles im Wagen wird die Stromversorgung von der Wagenbatterie mit übernommen; es ist nur zu empfehlen, verbrauchte Trockenbatterien aus dem Gerät zu nehmen, um Schäden durch auslaufende Chemikalien zu vermeiden. Bei einer 12-V-Wagenbatterie ist eine Anzapfung bei 6 V vorzusehen.

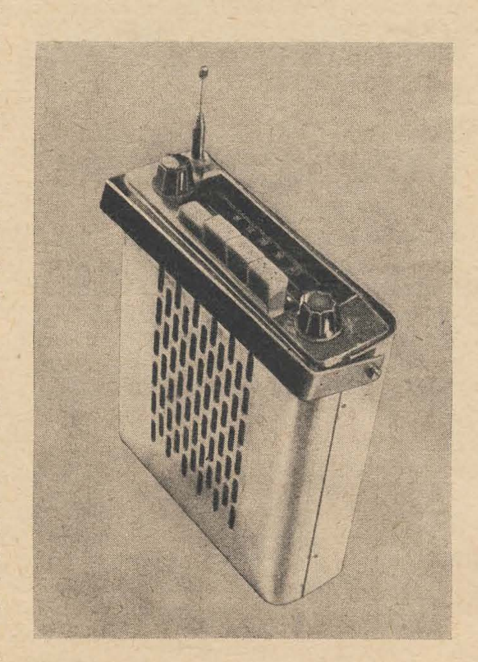


Bild 1: Empfangsteil mit 200-mW-Endstufe

Wellenbereiche

Die Wahl der Wellenbereiche ist abhängig von der Grenzfrequenz der verwendeten Transistoren. Der Langwellenbereich schied wegen der geringen Senderdichte aus. Der Kurzwellenbereich erfordert ein spezielles Aussuchen der Transistoren für die HF-Stufen (49-m-Band und 31-m-Band) und wurde vorgesehen, so daß bis zum Vorhandensein geeigneter Kurzwellentransistoren nur der Empfang des Mittelwellenbereiches möglich ist.
Zur Umschaltung der Wellenbereiche dient ein Drucktastenschalter der Firma Neumann mit den Stellungen „Aus, MW, KW I, KW II". Der Aufbau des HF-Teiles ermöglicht das spätere Zusetzen von Kurzwellenspulen ohne große Änderung.

Aufbau und Wirkungsweise der Schaltung

Wie bereits erwähnt, werden große Anforderungen in bezug auf Empfindlichkeit und Regelbarkeit gestellt. Da eine selbstschwingende Transistormischstufe nicht geregelt werden darf — bei kleiner werdendem Kollektorstrom setzen die Oszillatorschwingungen aus — wurde eine regelbare HF-Vorstufe vorgesehen, die ja außer ihrer Regelbarkeit noch die Empfindlichkeit des Gerätes erhöht. Die bei der Autoradioentwicklung übliche Permeabilitätsabstimmung hat den Vorteil der immer gleichgroß bleibenden Kreiskapazität, so daß die vorhandene Antennen- und Kabelkapazität keinen nachteiligen Einfluß hat und in die Abstimmung des Vorkreises mit eingeeicht wird. Aus diesem Grunde und wegen der besseren Platzausnutzung wurde hier die Permeabilitätsabstimmung gewählt. Um mit einfachem Aufbau auszukommen, sind nur zwei abstimmbare Kreise vorgesehen. Der bei Verwendung eines Vorkreises nötige abgestimmte Zwischenkreis kann durch einen breitbandigen, nicht abgestimmten Zwischenkreis oder durch RC-Kopplung zwischen Vorstufe und Mischstufe — aperiodische Kopplung — ersetzt werden. Mit Rücksicht auf die Einfachheit des Aufbaues und den Platzbedarf wurde die RC-Kopplung gewählt.
Bei nachträglichem Einbau der Kurzwellenbereiche können dann schmalbandige Zwischenkreise eingesetzt werden. Wie Messungen ergaben, reicht die durch RC-Kopplung erreichte Empfindlichkeit für den Mittelwellenempfang aus.
Bei Betrieb des Empfangsteiles als Kofferradio wird eine etwa 75 cm lange ausziehbare Stabantenne verwendet. Bild 1 zeigt den Empfangsteil mit der 200-mW-Endstufe. Durch die

Abschirmwirkung des Stahlblechgehäuses ist die Aufnahme von Störstrahlung gering.
Im Bild 2 ist das Blockschaltbild des Transistorsupers dargestellt. Wird das Gerät als Kofferempfänger benutzt, erhält der Vorkreis die Antennenenergie von der im Empfänger eingebauten Stabantenne EA. Bei Wagenbetrieb gelangt die Antennenenergie von der über einen Trimmer angepaßten Wagenantenne WA in den Vorkreis, wobei die Stabantenne EA zusammengeschoben und ohne der Spule etwa 10% kleiner als Kernlänge — wurde durch Messen der Induktivität bei beiden Endstellungen des Kernes die Kapazität ermittelt, die notwendig ist, um den Vorkreisfrequenzbereich von etwa 500 bis 1600 kHz einzustellen. Damit lagen die Größen von L_1 und C_3 fest.
Die Antenne ist über einen Trimmkondensator mit dem Schwingkreis verbunden. Die vorhandene Kabelkapazität bewirkt dann eine kapazitive Stromkopplung.
ner Brücke die Basis des Transistors T_2 Massepotential erhält, bewirkt diese Schaltung ein sicheres Schwingen des Oszillators und sorgt außerdem für die Entkopplung von Oszillator und geregeltem Vorstufentransistor. Dies ist notwendig, da sich bei Regelung des Vorstufentransistors T_1 der an der Basis des Mischtransistors T_2 erscheinende Blindleitwert ändert.
Zum Abgleich der Oszillatorbrücke kann mit einem selektiven Röhrenvoltmeter die gering-

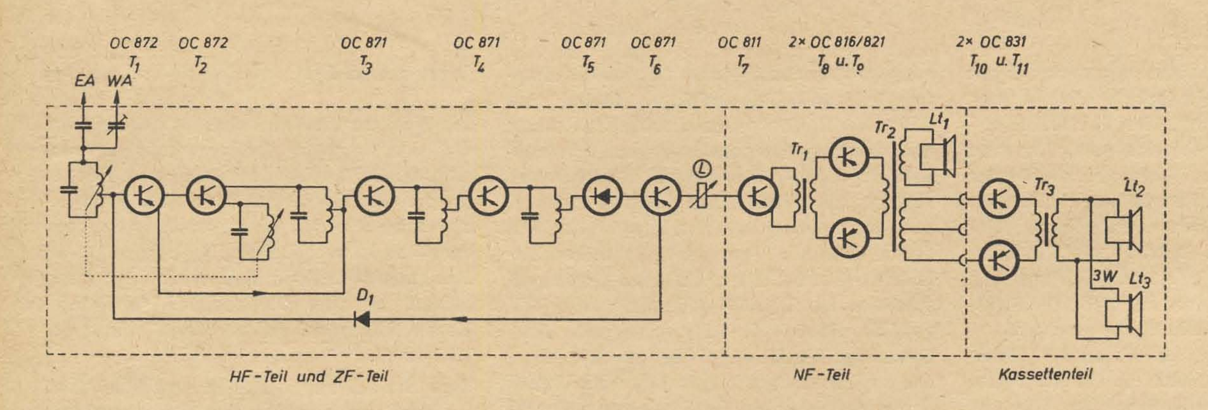


Bild 2: Blockschaltbild des Transistorsupers

Wirkung ist. Der HF-Vorstufentransistor T_1 ist über einen Koppelkondensator an eine Anzapfung der Vorkreisspule angeschlossen (Leistungsanpassung). Der Transistor T_2 — selbstschwingender Mischer — ist über einen Kondensator mit dem Kollektor von T_1 verbunden. Der Oszillatorkreis liegt in Reihe mit dem 1. ZF-Kreis, der über eine Koppelwicklung den 1. ZF-Transistor T_3 steuert. Ebenso sind T_4 an den 2. ZF-Kreis und der als Diode geschaltete Transistor T_5 an den 3. ZF-Kreis angeschlossen. Der letzte Transistor T_6 ist direkt mit T_5 verbunden. Er arbeitet für die an T_5 entstehende Richtspannung, die von der einfallenden Senderenergie abhängig ist, als Gleichspannungsverstärker sowie als NF-Verstärker. Die verstärkte Richtspannung beeinflußt über die Diode D_1 den Arbeitspunkt des Vorstufentransistors T_1, dessen Emitterstromänderung zur Regelung des 1. ZF-Transistors T_3 verwendet wird. Die am Lautstärkeregler L abgenommene NF wird der Basis des Treibertransistors T_7 zugeführt, der die 200-mW-B-Endstufe mit den Transistoren T_8 und T_9 aussteuert. Über eine Sekundärwicklung des nachfolgenden Ausgangstrafos Tr_2 wird der im Empfangsteil eingebaute 1-W-Lautsprecher betrieben. Die zweite Sekundärwicklung dient als Treiberwicklung für die im Wagen festmontierte Kassettenendstufe mit den Transistoren T_{10} und T_{11} (bei in die Kassette eingeschobenem Empfangsteil). Diese Endstufe leistet im B-Betrieb 3 W und arbeitet über den Ausgangstrafo Tr_3 auf die im Wagen montierten Lautsprecher Lt_2 und Lt_3. Bild 3 zeigt die Gesamtschaltung des Transistorsupers.

Vorkreis und Oszillatorkreis

Bei der Dimensionierung der Vorkreis- und Oszillatorspule wurde von vorhandenen Kernen zur Permeabilitätsabstimmung ausgegangen. Nach Anfertigen entsprechender Hartgeweberohre und deren Bewicklung mit HF-Litze Windung an Windung — Wickellänge

Zur Abstimmung des Vorkreises und des Oszillators werden die gleichen Variometerspulen verwendet.
Zur Erreichung der höheren Resonanzfrequenz des Oszillatorkreises wird der Schwingkreiskondensator C_{10} kleiner als C_3 gewählt und durch Parallelschalten der Spulen L_2 und L_3 zu L_4 die Induktivität der Variometerspule verringert. L_3 ist zum Feinabgleich in Reihe mit L_2 geschaltet.
Die Größe von C_{10} wird nach Erfahrungswerten etwa die halbe Kapazität von C_3 haben. Die Abgleichspule L_3 soll nur einen geringen Teil der Induktivität der Variometerspule L_2 besitzen, um Abgleichdifferenzen ausgleichen zu können. Zur Ermittlung der Induktivität der Spule L_4 wird zunächst die nötige Oszillatorfrequenz aus Eingangsfrequenz f_e + Zwischenfrequenz f_z = Oszillatorfrequenz f_0 berechnet. Mit der schon ermittelten Größe des Kondensators C_{10} und der Oszillatorfrequenz f_0 läßt sich die Induktivität des Oszillatorkreises L_0 ermitteln.
Aus der Beziehung

$$L_0 = L_4 \,||\, L_2 + L_3$$

läßt sich die Größe von L_4 ermitteln:

$$L_0 = \frac{L_4 \cdot (L_2 + L_3)}{L_4 + L_2 + L_3}$$

$$L_4 = \frac{(L_2 + L_3) \cdot L_0}{L_2 + L_3 - L_0}$$

Aus der Induktivität von L_4 wird mittels der bekannten Konstanten eines Wickelkörpers die Windungszahl berechnet. Die Anzapfung von L_4 verhindert eine Einengung des Oszillatorbereiches durch die Ausgangskapazität von T_2, die kapazitive Belastung des ZF-Kreises und durch die Schaltkapazitäten. C_9 und $L_{5(1)}$ führen dem Emitter die Rückkopplungsspannung zu. Bei falscher Polung der Anschlüsse 3 und 4 schwingt der Oszillator nicht! Die Spulen $L_{5(1)}$ und $L_{5(2)}$ sind bifilar gewickelt und stellen mit der Basis-Emitterstrecke des Transistors T_2 und den Bauelementen C_8 und R_{10} eine Oszillatorbrücke dar. Da bei abgegliche-

ste Oszillatorspannung an der Basis des Mischtransistors T_2 durch Verändern von C_8 und R_{10} eingestellt werden. Die Wirkungsweise der Oszillatorbrücke zeigt Bild 4.
Wie Versuche ergaben, genügt im allgemeinen ein Aufbau der Schaltung mit den angegebenen Werten.

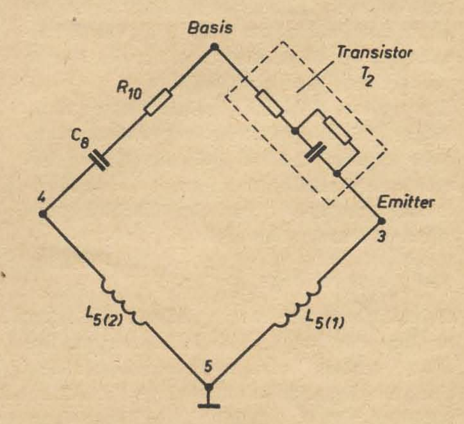


Bild 4: Oszillatorbrücke

Dimensionierung des ZF-Verstärkers

Mit dem gewählten Arbeitspunkt der ZF-Verstärkerstufen von $U_0 = 6$ V, einem Kollektorstrom von $-I_C = 0{,}5$ mA und den Forderungen von 8-kHz-Bandbreite, einer Kreiskapazität von 500 pF, einer Zwischenfrequenz $f_z = 470$ kHz liegen die Daten des ZF-Verstärkers fest.
Auf Grund der starken Differenz der Ein- und Ausgangswiderstände der Transistoren und des hohen Resonanzwiderstandes der Kreise ist es im Interesse maximaler Verstärkung erforderlich, Ein- und Ausgang der Transistorstufen an die Einzelkreise anzupassen.
Die Wicklungsanzapfung, die für die Übersetzung der Kollektoranzapfung zum Kreis

HF-Teil

OC 872 T_1 — OC 872 T_2

ZF-Teil

OC 871 T_3 — OC 871 T_4 — OC 871 T_5 — OC 871 T_6

NF-Teil

OC 811 oder 816 T_7 — 2× OC 816 oder 821 T_8 u. T_9

Schaltung des Kassettenteiles

2× OC 830 ... 833 T_{10} u. T_{11}

Empfänger-stabantenne

Schalterstellung von S_5: Betrieb als transport. Empf. — Kassettenbetrieb

Autoantenne — Wagenbatterie — Steuerleitung für autom. Antenne — Anschl. f. Wagenlautspr.

Bild 3: Gesamtschaltung des Transistorsupers

erforderlich ist, errechnet sich zu

$$ü_1 = \sqrt{C_{Krs} \cdot k_{Ri} \cdot B_1 \pi \cdot \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)}$$

Die Ankopplungswicklung, an die die Basis gelegt wird, erhält man aus

$$ü_{2\,Einzelkrs} = ü_{1\,Einzelkrs} \cdot \sqrt{\frac{k_{Re}}{k_{Ri}}}$$

Darin sind:

C_{Krs} die Kreiskapazität von 500 pF
k_{Re} der Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang
k_{Ri} der Ausgangswiderstand bei kurzgeschlossenem Eingang
B_0 die Leerlaufbandbreite des Einzelkreises bei $\varrho = 100$
B_1 die Betriebsbandbreite des Einzelkreises
n = 3 ist die Anzahl der ZF-Kreise und
B_{ges} die Bandbreite von 8 kHz.

$$B_0 = \frac{f_z}{\varrho_0} = 4{,}68 \text{ kHz}$$

$$B_1 = \frac{B_{ges}}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} = 15{,}7 \text{ kHz}$$

Mit den folgenden Werten ergeben sich die Anzapfungsverhältnisse:

$$C_{Krs} = 500 \text{ pF}$$
$$k_{Re} = 10^3\,\Omega$$
$$k_{Ri} = 25 \quad 10^3\,\Omega$$

$$ü_{1\,Einzelkrs} = \sqrt{C_{Krs} \cdot k_{Ri} \cdot B_1 \cdot \pi \cdot \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)} = 0{,}64$$

$$ü_{2\,Einzelkrs} = ü_{1\,Einzelkrs} \cdot \sqrt{\frac{k_{Re}}{k_{Ri}}} = 0{,}128$$

Mit einer Induktivität von

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C'} = 0{,}23 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

und der für die verwendeten Spulen gemessenen Induktivitätskonstante von K = 250 ergibt sich die Windungszahl des Einzelkreises

$$W_{Krs} = K \sqrt{L_{(mH)}} = 120 \text{ Wdg}$$

und die Anzapfungen

$$W_{ü1\,Einzelkrs} = W_{Krs} \cdot ü_{1\,Einzelkrs} = 77 \text{ Wdg}$$

$$W_{ü2\,Einzelkrs} = W_{Krs} \cdot ü_{2\,Einzelkrs} = 16 \text{ Wdg}$$

Diese Angaben basieren auf den Mittelwerten der Transistorkenndaten und differieren mit den später angegebenen Spulenangaben innerhalb des Streubereiches der Transistoren. Die verwendeten Transistoren konnten ausgemessen werden. Um eine bessere 9-kHz-Selektion zu erreichen, kann man anstelle des Einzelkreises K_2 ein Bandfilter verwenden (kapazitiv gekoppelt).

Die Rechnung beim Bandfilter ändert sich gegenüber der des Einzelkreises um den Faktor $\sqrt{2}$, so daß sich die Betriebsbandbreite des ZF-Bandfilters aus

$$B_1 = \frac{B_{ges}}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}}$$

errechnet.

Das Übersetzungsverhältnis $ü_{1\,Filter}$ berechnet sich aus

$$ü_{1\,Filter} = \sqrt{\sqrt{2} \cdot k_{Ri} \cdot B_1 \cdot \pi \cdot \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)}$$

und das Übersetzungsverhältnis $ü_{2\,Filter}$ aus

$$ü_{2\,Filter} = ü_{1\,Filter} \cdot \sqrt{\frac{k_{Re}}{k_{Ri}}}$$

Mit diesen Werten läßt sich die Berechnung des Bandfilters leicht durchführen.

200-mW-Endstufe des Empfangsteiles

Die Dimensionierung der 200-mW-B-Endstufe entspricht der in der Technischen Mitteilung des Instituts für Halbleitertechnik — 60 T 5 — beschriebenen.

Da die 200-mW-Endstufe bei Wagenbetrieb des Empfangsteiles als Treiberstufe für die Kassettenendstufe dient, ist zusätzlich eine Treiberwicklung auf dem Trafo Tr_2 nötig.

Bei Wagenbetrieb des Empfangsteiles wird durch den Schalter S_5 der im Empfangsteil eingebaute Lautsprecher abgeschaltet und die zur Beleuchtung der Skala dienenden Lampen eingeschaltet.

Berechnung der Treiberwicklung von Tr2

Die Basiswerte des OC 831 für die aufzubringende Steuerleistung entnimmt man dem Kennlinienfeld des OC 831:

$I_{B2} = 60$ mA; $U_{BE2} = 0{,}6$ V (für $I_C = 1$ A)

$I_{B1} = 1$ mA; $U_{BE1} = 0{,}25$ V (für $I_C = 0{,}05$ A)

Der Lastwiderstand der Endstufe, den die Kassettenendstufe für die Wicklung 4—6 des Trafos Tr_2 darstellt, ist

$$R_L = \frac{U_{St\,max}}{I_{St\,max}}$$

Spitzenwert des Steuerstromes

$$I_{St\,max} = 1{,}2 \cdot I_{B2} = 72 \text{ mA}$$

(1,2 ist ein Sicherheitszuschlag von 20%)

Spitzenwert der Steuerspannung

$$U_{St\,max} = U_{BE} + I_{St\,max} \frac{R_{H0} \cdot R_p}{R_{H0} + R_p}$$

Darin ist:

U_{BE} die Änderung der Emitter-Basisspannung
R_{H0} der Widerstand des verwendeten NTC-Widerstandes bei 0 °C
R_p der parallel zum NTC-Widerstand liegende Widerstand R_{37}

Da die Endstufentransistoren bei absinkenden Temperaturen eine größere Basisspannung zur Vollaussteuerung benötigen, wird in der obigen Gleichung R_{H0} eingesetzt.

R_{H0} errechnet sich zu

$$R_{H0} = R_{H20}\,(1 + \alpha \cdot \Delta t) = 8\,\Omega$$

Tabelle 1: Aufbau der Wicklungen von Tr2

Reihenfolge der Wicklungen und Zwischenlagen	Windungen	Durchmesser des CuL-Drahtes in mm
1. Wicklung IV, Anschluß 4—5	150	0,3
2. 2 Lagen Lackpapier 0,06		
3. Wicklung I, Anschluß 1—2	310	0,3
4. 2 Lagen Lackpapier 0,06		
5. Wicklung III, Anschluß 7—8	103	0,5
6. 2 Lagen Lackpapier 0,06		
7. Wicklung II, Anschluß 2—3	310	0,3
8. 2 Lagen Lackpapier 0,06		
9. Wicklung V, Anschluß 5—6	150	0,3

und der zum NTC-Widerstand parallel liegende Widerstand

$$R_p = \sqrt{\frac{R_{H20}}{\frac{0{,}9 \cdot \alpha \cdot I_T \cdot R_{H20}}{D_T} - 1}} = 6{,}3\,\Omega$$

(gewählt $R_p = 6\,\Omega$)

Darin ist:

R_{H20} der Widerstandswert des NTC-Widerstandes bei 20 °C
I_T der Spannungsteilerstrom
D_T der Temperaturdurchgriff des verwendeten Transistors (bei OC 831 = 2,5 mV/°C)
α der Temperaturbeiwert des NTC-Widerstandes in %/°C

Die errechnete maximale Steuerspannung beträgt

$$U_{St\,max} = 0{,}45 + 0{,}072 \frac{8 \cdot 6}{8 + 6} = 0{,}69 \text{ V}$$

und der Lastwiderstand für Tr_2

$$R_L = \frac{0{,}69}{0{,}072} = 9{,}6\,\Omega$$

Die Selbstinduktion der Wicklungen von Tr_2 (Anschlüsse 4—5 und 5—6) beträgt

$$L_{4-5} = \frac{R_L}{\omega_u} = \frac{9{,}6}{300} = 0{,}032 \text{ H}$$

Es wurde der Manteltyp M 42 Dyn. Blech IV gewählt, der A_L-Wert beträgt dabei $1{,}45 \cdot 10^{-6}$ H/W². Die Windungszahl der Wicklung für Tr_2, Anschlüsse 4—5 und 5—6, ist nach folgender Gleichung zu berechnen:

$$W = \sqrt{\frac{L_{4-5}}{A_L}} = \sqrt{\frac{0{,}032}{1{,}45 \cdot 10^{-6}}} = 150 \text{ Wdg}$$

Der Drahtdurchmesser wurde aus folgenden Daten bestimmt:

Gewählte Stromdichte s = 1,5 A/mm²

$$\text{Querschnitt} = q = \frac{I}{s} = \frac{0{,}072}{1{,}5} = 0{,}048 \text{ mm}^2$$

Er beträgt also 0,25 mm, gewählt wurde 0,3 mm CuL.

Wechselstrommeßbrücken

Die klassische Brückenschaltung ist die Wheatstone-Brücke. Obwohl die Bedingung für eine abgeglichene Brücke im allgemeinen bekannt sein wird, soll sie hier noch einmal abgeleitet werden:

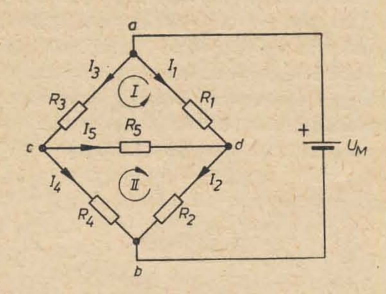


Bild 1: Allgemeine Brückenschaltung

Bild 1 zeigt das Grundprinzip der Brückenschaltung. Für die obere Masche gilt

$$I_3 R_3 + I_5 R_5 - I_1 R_1 = 0$$

Für den Brückenstrom I_5 erhält man

$$I_5 = \frac{I_1 R_1 - I_3 R_3}{R_5}. \qquad (1)$$

Entsprechend kann man für die untere Masche ansetzen

$$I_5 R_5 - I_4 R_4 + I_2 R_2 = 0$$

Man erhält dann

$$I_5 = \frac{I_4 R_4 - I_2 R_2}{R_5}. \qquad (2)$$

Die Brücke ist abgeglichen, wenn der Brückenstrom I_5 zu Null wird. Unter dieser Voraussetzung wird

$$I_1 = I_2 \quad \text{und} \quad I_3 = I_4$$

Wie aus (1) und (2) ersichtlich ist, wird I_5 nur dann Null, wenn

$$I_3 R_3 = I_1 R_1$$

und

$$I_4 R_4 = I_2 R_2$$

ist.
Daraus folgt

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \qquad (3)$$

bzw.

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \qquad (4)$$

Diese Beziehung charakterisiert nur den speziellen Fall, daß die Brücke aus reinen Wirkwiderständen aufgebaut ist. Setzt man komplexe Widerstände voraus, dann kommt man zu der allgemeinen gültigen Beziehung

$$\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_4 = \mathfrak{R}_2 \mathfrak{R}_3 \qquad (5)$$

$$|\mathfrak{R}_1|\,|\mathfrak{R}_4|\,e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} = |\mathfrak{R}_2|\,|\mathfrak{R}_3|\,e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}$$

Hieraus folgen die Gleichgewichtsbedingungen einer Wechselstrombrücke:

$$|\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_4| = |\mathfrak{R}_2 \mathfrak{R}_3| \qquad (6)$$

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \qquad (7)$$

Diese beiden Gleichungen stellen die Grundbeziehungen für die nachfolgenden Betrachtungen dar.

Wien-Brücke

Wie die anschließende Ableitung beweisen soll, kann man mit Hilfe der Wienbrücke sehr leicht unbekannte Frequenzen, Kapazitäten und Verlustfaktoren bestimmen.

Frequenzmessung

Geht man von Gleichung (5) aus, so kann man nach Bild 2 folgende Beziehung aufstellen:

$$\frac{R_4}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_1} = R_3\left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) \qquad (8)$$

Um auf eine einfache Gleichung zu kommen, wählt man in der Praxis $\frac{R_3}{R_4} = 1$. Durch konjugiert komplexes Erweitern ergibt sich

$$\frac{R_1(1 - j\omega C_1 R_1)}{1 + (\omega C_1 R_1)^2} = R_2 - j\frac{1}{\omega C_2}$$

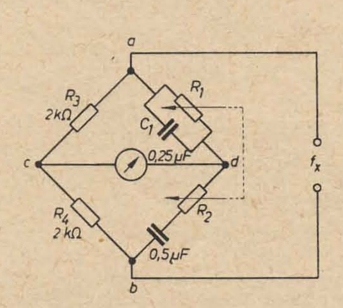


Bild 2: Frequenzmessung mit der Wienbrücke

Setzt man die Realteile bzw. die Imaginärteile gleich, dann folgt

$$\frac{R_1}{1 + (\omega C_1 R_1)^2} = R_2 \qquad (9)$$

und

$$\frac{\omega C_1 R_1^2}{1 + (\omega C_1 R_1)^2} = \frac{1}{\omega C_2}. \qquad (10)$$

Mit

$$\omega C_1 R_1 = 1 \qquad (11)$$

ergibt sich für die zu messende Frequenz

$$f_x = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \qquad (12)$$

Setzt man (11) in (9) und (10) ein, so erhält man für den Aufbau der Brücke folgende Beziehungen:

$$R_2 = \frac{1}{2} R_1 \qquad (13)$$

$$C_2 = 2 C_1 \qquad (14)$$

Diese Frequenzmeßbrücke wurde im Labor aufgebaut und dabei die Eichkurve nach Bild 3 aufgenommen.

Kapazitätsmessung

Wird die Wien-Brücke nach Bild 4 aufgebaut, so sind Kapazitätsmessungen möglich.

Von Gleichung (10) ausgehend läßt sich schreiben

$$C_2 = C_1 \frac{1 + (\omega C_1 R_1)^2}{(\omega C_1 R_1)^2} \qquad (15)$$

Aus

$$\omega C_1 R_1 = \frac{1}{\tan \delta_{C_1}} \qquad (16)$$

folgt

$$C_2 = C_1 (1 + \tan^2 \delta_{C_1}) \qquad (17)$$

Um einen möglichst großen Meßbereich zu erhalten, wird man das Verhältnis $\frac{R_3}{R_4}$ veränderlich machen (z. B. $\frac{R_3}{R_4} = 1, 2, \ldots n$).
Unter dieser Voraussetzung wird aus Gleichung (17)

$$C_2 = C_1 \frac{R_3}{R_4} (1 + \tan^2 \delta_{C_1}) \qquad (18)$$

Da es in der Praxis meist möglich ist, den Verlustwinkel eines Kondensators zu vernachlässigen, kann man Gleichung (18) vereinfacht schreiben

$$C_2 \approx C_1 \frac{R_3}{R_4} \qquad (19)$$

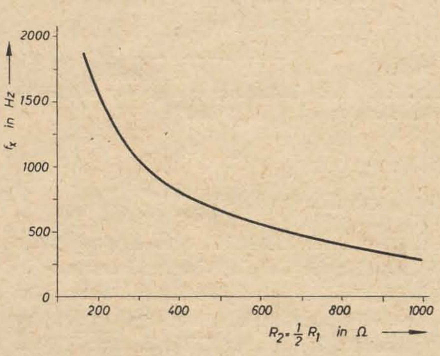


Bild 3: Eichkurve zur Frequenzmessung mit der Meßbrücke

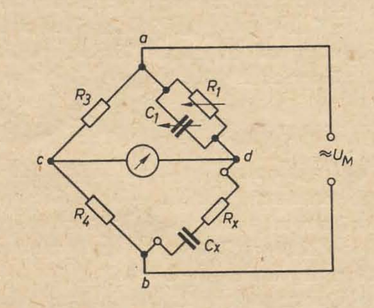


Bild 4: Kapazitätsmessung mit der Wienbrücke

Der Verlustfaktor einer bekannten Kapazität C_2 erhält man aus Gleichung (18)

$$\tan \delta_{C_1} = \sqrt{\frac{C_2 R_4}{C_1 R_3} - 1} \qquad (20)$$

Maxwell-Wien-Brücke

Eine schnelle und einfache Methode, um eine unbekannte Induktivität zu messen, ergibt sich mit Hilfe der Maxwell-Wien-Brücke (Bild 5).
Es ist

$$\frac{R_x + j\omega L_x}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2} = R_4 R_1 \qquad (21)$$

$$R_x + j\omega L_x = \frac{R_4 R_1}{R_2} + j\omega C_2 R_4 R_1 \qquad (22)$$

Teilt man die Gleichung (22) in Real- und Imaginärteile, dann ergeben sich für die Unbekannten die Beziehungen:

$$R_x = \frac{R_4 R_1}{R_2} \qquad (23a)$$

und

$$L_x = R_4 R_1 C_2 \qquad (23b)$$

Verwendet man für R_1 und R_4 Festwiderstände und ändert zum Abgleich R_2 und C_2, dann läßt sich sehr schnell die Induktivität und der Verlustwiderstand bestimmen.
R_1 und R_2 können wahlweise umschaltbar ausgeführt werden, so daß eine Grobregelung möglich ist. Als Nullindikator genügt ein Kopfhörer. Mit ihm läßt sich schon ein einwandfreies Minimum feststellen.

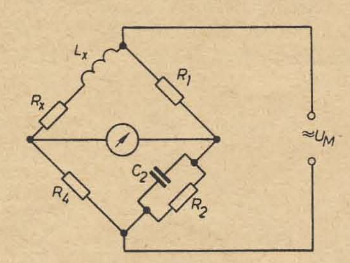


Bild 5: Induktivitätsmessung mit der Maxwell-Wien-Brücke

Grützmacher-Brücke

Steht keine Induktivität oder Kapazität als Normal für die Scheinwiderstandsmessung in Brückenschaltung zur Verfügung, kann man eine Brückenschaltung nach Grützmacher verwenden. Mit deren Hilfe lassen sich die Scheinwiderstandsdaten von Übertragern, Drosseln usw. sehr einfach bestimmen. Der Vorteil dieser Brücke liegt vor allem darin, daß zur Bestimmung des Scheinwiderstandes nach Betrag und Phase nur Ohmsche Widerstände Verwendung finden.

Betragsmessung

Die Betragsmessung geht auf eine einfache Vergleichsmessung zurück (Bild 6). Die Meßwechselspannung wird an die Brücke angelegt. Mit dem Röhrenvoltmeter ist der Spannungsabfall an $\mathfrak{R}_x$ und R_N zu messen.
R_N wird solange geregelt, bis die Spannungsabfälle an $\mathfrak{R}_x$ und R_N übereinstimmen.
Dann gilt:

$$|\mathfrak{R}_x| = R_N$$

Phasenmessung

Der Widerstand R_3 (Bild 7) ist ein Potentiometer und dient als Spannungsteiler. Er wird so eingeregelt, daß die Spannung zwischen den Punkten a und b gleich der Spannung zwischen b) und d) ist. Das Röhrenvoltmeter wird dann jeweils umgeschaltet.

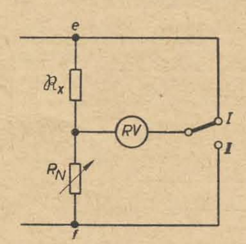


Bild 6: Betragsmessung (Grützmacher-Brücke)

Es ist dann

$$U_{ab} = U_{bd}$$

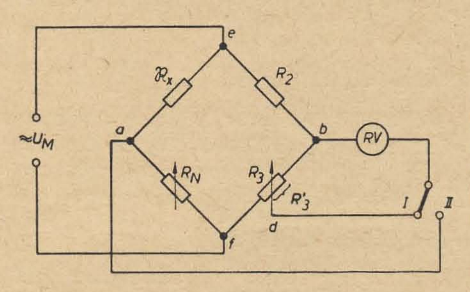
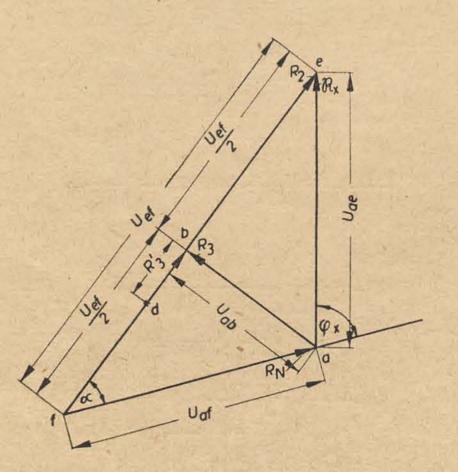


Bild 7: Grützmacher-Brücke zur Phasenmessung



▲ **Bild 8: Zeigerdiagramm zur Grützmacher-Brücke**

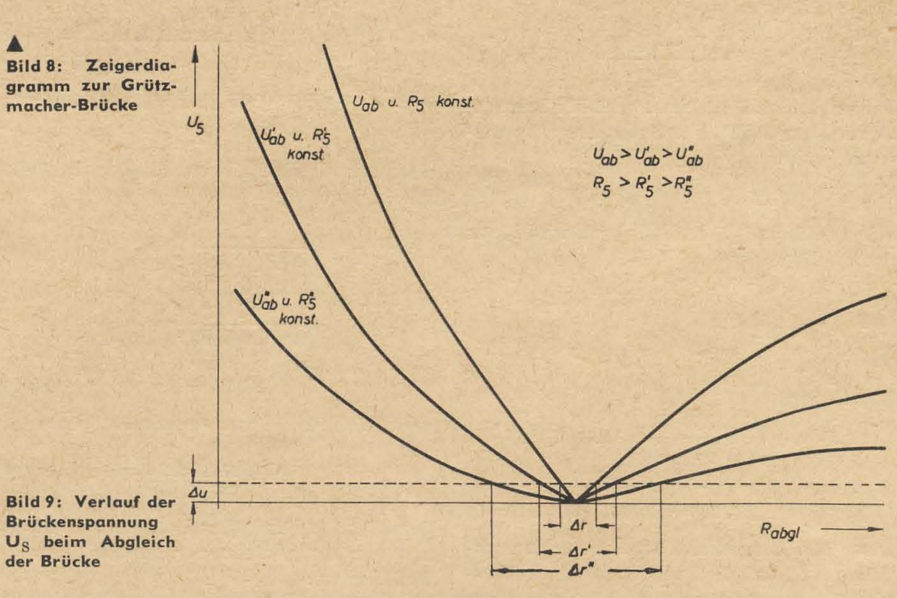


Bild 9: Verlauf der Brückenspannung U_S beim Abgleich der Brücke

Weiterhin muß sein: $R_3 = R_2$ und damit $U_{bf} = U_{be}$.

Aus dem gezeichneten Zeigerdiagramm (Bild 8) lassen sich die weiteren Zusammenhänge erkennen.
Nach der Voraussetzung

$$U_{ae} = U_{af}$$
$$U_{ab} = U_{bd}$$

ergibt sich

$$\varphi = 2\alpha$$

$$\tan \alpha = \frac{U_{ab}}{U_{bf}} = \frac{U_{db}}{U_{be}} = \frac{R_3'}{R_2}$$

Damit läßt sich der Phasenwinkel φ_x aus

$$\varphi_x = 2 \operatorname{arc\,tan} \frac{R_3'}{R_2} \qquad (24)$$

berechnen.
Da R_2 ein Festwiderstand ist und nur R_3 verändert wird, kann am Potentiometer R_3 eine Skala angebracht werden, die in Winkelgraden geeicht ist. Am günstigsten läßt sich der Winkel bei der Verwendung eines Potentiometers mit negativ logarithmischer Kennlinie ablesen. Die Ursache dafür ist im Verlauf der Funktion $y = \operatorname{arc\,tan} x$ zu suchen. Die Messung ist frequenzunabhängig. Zur Berechnung der Induktivität bzw. Kapazität aus dem Scheinwiderstand muß die Meßfrequenz bekannt sein.
Es gilt dann für die Induktivität

$$L = \frac{|\mathfrak{R}| \cdot \sin \varphi}{\omega} \qquad (25)$$

und für die Kapazität

$$C = \frac{1}{|\mathfrak{R}|\, \omega \sin \varphi} \qquad (26)$$

Der Aufbau einer solchen Brücke ist sehr einfach und gestattet eine Messung mit ausreichender Genauigkeit.

Meßgenauigkeit

Die zu erreichende Meßgenauigkeit hängt im wesentlichen von der Toleranz der verwendeten Bauteile (deshalb engtolerierte Bauteile verwenden) und von der Einstellgenauigkeit des Minimums der Brückenspannung U_5 ab.

Beim Abgleich der Brücke wird sich an der durch Gleichung (5) bestimmten Stelle für die Brückenspannung U_5 ein Minimum einstellen ($U_5 = 0$). Der charakteristische Verlauf von U_5 während des Abgleichs ist aus Bild 9 ersichtlich. Bezeichnet man die kleinste noch erkennbare Spannungsänderung beim Abgleich mit Δu, so charakterisiert Δr den Bereich der möglichen Fehleinstellung.

Prüfen von Geräten und Bauelementen mit Wechselstromausgang unter Last

Vielfach ist es erforderlich, Geräte, Baugruppen oder Bauelemente, wie beispielsweise Transformatoren und Drosseln, unter Last zu prüfen. Allgemein werden dazu ohmsche Widerstände verwendet, sofern es sich um eine Serienfertigung handelt. Für die Einzel- und Kleinserienfertigung wurden bisher in den meisten Fällen Dekadenwiderstände verwendet, was sehr kostspielig ist.

Aus dieser Situation heraus ergab sich die Forderung, einen Belastungswiderstand zu entwickeln, der zwischen 0,25 Ω und 12 kΩ regelbar ist. Dieser Widerstand soll vorwiegend zum Belasten von Transformatoren und Drosseln, also für Wechselstrombelastungen verwendet werden.

Um dieser Forderung nachzukommen, liegt es nahe, einen Anpassungstrafo zu verwenden, der einen beliebig großen Belastungswiderstand (Schiebewiderstand) auf den geforderten Widerstandswert transformiert. Bei einer gewählten Größe des Regelwiderstandes wird das Übersetzungsverhältnis der Windungs-

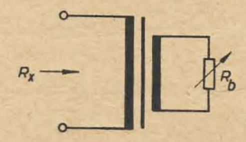


Bild 1: Anpassungstrafo mit Regelwiderstand

zahlen des Anpassungstrafos (Bild 1) wie folgt ermittelt:

$$ü = \sqrt{\frac{R_x}{R_b}}$$

Damit der geforderte Bereich möglichst ein einreguliert werden kann, wird die Primärseite des Anpassungstrafos mehrfach angezapft. Über einen Stufenschalter kann der entsprechende Bereich gewählt werden. Dem Belastungsschiebewiderstand auf der Sekundärseite ist ein Festwiderstand vorzuschalten, wobei die Größe des vorgeschalteten Widerstandes etwa 40% des Schiebewiderstandendwertes betragen soll. Damit läßt sich die Feineinstellung noch verbessern. Die Einteilung der einzelnen Bereiche wurde nach Tabelle 1 vorgenommen.

Die Einteilung entspricht einem Stufensprung $\varphi = 3$ für den Abstand von einem Bereich zum anderen. Um ein Überlappen der einzelnen Bereiche zu erreichen, wird $\varphi_{Ber.} = 3,5$ gewählt. Um keine zu hohen Ströme über den Regelwiderstand fließen zu lassen, wird dieser mit 1 kΩ angenommen. Die größte allgemein auftretende Belastung eines Trafos oder einer Drossel liegt bei 250 VA für Rundfunk- und kommerzielle Geräte.

Tabelle 1

Bereich	Widerstandswert
1	0,25 ··· 0,875 Ω
2	0,75 ··· 2,62 Ω
3	2,25 ··· 7,87 Ω
4	6,75 ··· 23,6 Ω
5	20,25 ··· 70,7 Ω
6	60,7 ··· 212,0 Ω
7	182,0 ··· 577,0 Ω
8	486,0 ··· 1700 Ω
9	1,46 ··· 5,11 kΩ
10	4,38 ··· 12,1 kΩ

Der maximale Belastungsstrom im Sekundärkreis beträgt etwa 0,8 A. Bei diesem Wert fällt die gesamte Leistung am Vorschaltwiderstand von 400 Ω ab.

Das Mustergerät wurde mit einen Spartransformator aufgebaut. Aus der Gleichung

$$U = \sqrt{N \cdot R}$$

ergeben sich die Spannungsabgriffe am Trafo nach Tabelle 2. Für den Transformator wurde ein Kern von EI 150/40 gewählt.

Da allgemein keine Spannung über 500 V auftritt, kann für die Bereiche 8, 9 und 10 ein geringerer Drahtquerschnitt verwendet werden.

Die Windungszahlen ergeben sich aus der Gleichung w = n · U, wobei n die Windungszahl/Volt ist. Aus der Gleichung

$$n = \frac{10^8}{4,44 \cdot f \cdot \mathfrak{B}_{Fe} \cdot q_{Fe}}$$

Tabelle 2

Bereich	Klemmen	Spannung in V	Strom in A
1	1 ··· 2	14,8	16,9
2	1 ··· 3	25,6	9,75
3	1 ··· 4	44,5	5,6
4	1 ··· 5	76,6	3,26
5	1 ··· 6	133	1,88
6	1 ··· 7	230	1,09
7	1 ··· 8	388	0,84
8	1 ·· 10	650	0,385
9	1 ·· 11	1130	0,221
10	1 ·· 12	1740	0,144
	1 ··· 9	592	0,423

Tabelle 3

Wicklung	Klemmen	Windungszahl	Drahtdurchmesser in mm
I	12 ··· 11	1700	0,1
II	11 ··· 10	1350	0,1
III	10 ··· 9	165	0,4
IV	9 ···8	570	0,4
V	8 ··· 7	441	0,4
VI	7 ··· 6	271	0,65
VII	6 ··· 5	159	0,8
VIII	5 ··· 4	90	1,1
IX	4 ··· 3	53	1,4
X	3 ··· 2	30	1,9
XI	2 ··· 1	42	2,5

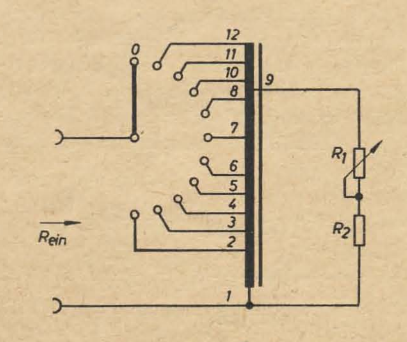


Bild 2: Schaltung des Gerätes

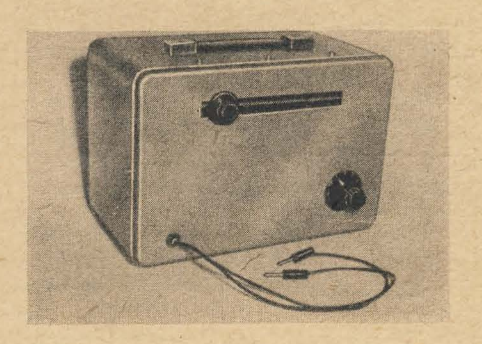


Bild 3: Ansicht des Gerätes

ergibt sich bei einer Induktion im Eisen von 1 Wb/m², einer Frequenz von 50 Hz und einem effektiven Kernquerschnitt von 16 cm² n = 2,8 Wdg/V. In der Tabelle 3 sind die Ergebnisse als Wickeldaten zusammengefaßt. Bild 2 zeigt die Schaltung des Gerätes.

Bild 3 zeigt das fertig montierte Gerät. Dieses relativ einfache Gerät wird seit längerer Zeit im Prüfstand des VEB Wetron Weida mit Erfolg eingesetzt. Der Belastungsstrom, der laut Prüfvorschrift erforderlich ist, wird mit dem Stufenschalter grob eingeregelt und mit dem Schiebewiderstand fein abgestimmt.

Die Stromdichte kann bei diesem Trafo mit 3,5 A/mm² festgelegt werden, da der Trafo nur kurzzeitig in Betrieb ist. *H. Becher*

Um diesen Bereich klein zu halten, muß die Funktion $U_5 = f(R_{abgl.})$ möglichst steil verlaufen. Das erreicht man, indem die Meßwechselspannung relativ groß gewählt und der Widerstand R_5 sehr hochohmig ausgeführt wird (am besten eignet sich als Nullindikator ein Röhrenvoltmeter).

Der Einfluß dieser beiden Größen wurde an einer einfachen Wheatstoneschen Meßbrücke untersucht und ist im Bild 9 dargestellt. Diese Betrachtungen gelten sinngemäß für jede andere Wechselstrommeßbrücke.

W. Kersten, W. Schönbrodt

Berechnung und Anwendung von linearen Vierpolen Teil 1

Ing. JÜRGEN WEGNER

Dieser Beitrag soll — ausgehend von den Grundbegriffen der Zweipol- und Vierpoltheorie — die Berechnung und Anwendung von Vierpolen zeigen, die nur ohmsche Widerstände enthalten. Aus den Beispielen ist ersichtlich, daß die Schaltungen für viele Zwecke eingesetzt werden können: als Dämpfungsglieder, Kettenleiter, Anpassungsglieder, Verteiler, Symmetrierglieder usw. Zur Ableitung der Gleichungen werden nur die Kirchhoffschen Gesetze benötigt. Da die Dämpfungswerte nicht in Dezibel oder Neber gesetzt sind, erübrigt sich auch die sonst übliche Verwendung von Hyperbelfunktionen [1]. Somit sind auch keine Kenntnisse der höheren Mathematik nötig.

Grundlegendes über Zweipole und Vierpole

Passive Zweipole

Als passive Zweipole bezeichnet man Bauelemente und Schaltungen, die nach außen hin nur zwei Anschlüsse besitzen und keine Spannungsquellen enthalten (Bild 1). Wesentlich vereinfacht sind die linearen Zweipole. Diese enthalten nur lineare Widerstände (d. h. Widerstände mit linearer Strom-Spannungskennlinie) also nur Wirkwiderstände und Blindwiderstände, wie Spulen und Kondensatoren (Bild 2). Sie enthalten jedoch keine nichtlinearen Widerstände (Gleichrichter, Heißleiter, Glühlampen usw.

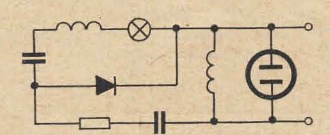


Bild 1: Passiver Zweipol

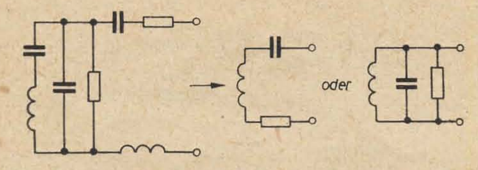


Bild 2: Vereinfachung eines linearen passiven Zweipols

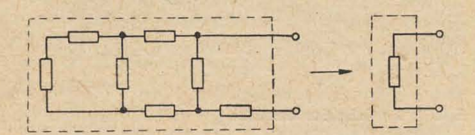


Bild 3: Vereinfachung eines linearen passiven Zweipols, der nur aus ohmschen Widerständen besteht

Aufgabe der Zweipoltheorie ist unter anderem, komplizierte lineare passive Zweipole zu vereinfachen, d. h. in solche umzuwandeln, die zwischen ihren Klemmen gleiche Eigenschaften und gleiches Verhalten zeigen wie die ursprünglichen Schaltungen (Bild 2).

Im folgenden sollen nur solche linearen passiven Zweipole betrachtet werden, die nur ohmsche Widerstände enthalten. Sie sind also durch einen einzigen ohmschen Widerstand zu ersetzen, wie Bild 3 zeigt.

Aktive Zweipole

Aktive Zweipole sind Bauelemente (z.B. Batterien) oder Schaltungen (z. B. Netzgeräte, Empfangsantennenanlagen usw.), die nach außen hin zwei Anschlüsse zeigen und Spannungsquellen enthalten. Im weiteren gelten die analogen Begriffsbestimmungen wie bei den passiven Zweipolen.

Im folgenden sollen nur lineare aktive Zweipole betrachtet werden, die außer Spannungsquellen nur noch lineare Widerstände enthalten. Diese können ebenfalls durch vereinfachte Schaltungen (sog. Ersatzschaltungen) ersetzt werden, die nur eine Spannungsquelle E' und einen Widerstand R_i' enthalten. Eine solche Vereinfachung bezeichnet man als Spannungsquellen-Ersatzschaltung (Bild 4b).

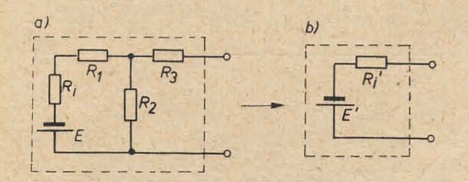


Bild 4: Vereinfachung eines linearen aktiven Zweipols

Für die Berechnung der Ersatzschaltung nach Bild 4b gelten folgende allgemeine Regeln:

1. Die Spannung E' der Spannungsquellen-Ersatzschaltung ist gleich der Spannung, die in der ursprünglichen Schaltung im Leerlauf an den Klemmen liegt.
   Nach Bild 4a gilt
   $$E' = E \cdot \frac{R_2}{R_i + R_1 + R_2}$$
2. Der Innenwiderstand R_i' ist gleich dem Widerstand, der an den Klemmen der ursprünglichen Schaltung meßbar wäre, wenn man in dieser alle Spannungsquellen E (nicht jedoch die zugehörigen Innenwiderstände R_i!) kurzschließen würde.

Für Bild 4a gilt
$$R_i' = \frac{(R_i + R_1) \cdot R_2}{R_i + R_1 + R_2} + R_3$$

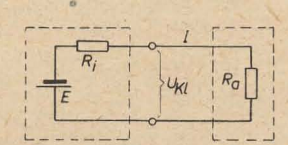


Bild 5: Zusammenschaltung eines aktiven und eines passiven Zweipols

Zusammenschaltung eines aktiven und passiven Zweipoles

Wird an einem aktiven Zweipol ein passiver Zweipol angeschlossen, so bezeichnet man den passiven Zweipol als R_a (Außenwiderstand). Man erhält somit eine Schaltung nach Bild 5 und kann daraus folgende Gleichungen ablesen

$$I = \frac{E}{R_i + R_a} = \frac{U_{Kl}}{R_a} \qquad (1)$$

und

$$U_{Kl} = E \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} = E - I \cdot R_i = I \cdot R_a \qquad (2)$$

Die an R_a abgegebene Leistung ist damit

$$N_{ab} = U_{Kl} \cdot I = U_{Kl} \cdot \frac{U_{Kl}}{R_a} = \frac{U_{Kl}^2}{R_a} = \frac{\left(E \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}\right)^2}{R_a}$$

$$N_{ab} = \frac{E^2 \cdot R_a}{(R_i + R_a)^2} \qquad (3)$$

Wichtig ist die Tatsache, daß der aktive Zweipol die maximale Leistung abgibt, wenn $R_a = R_i$ ist. Man bezeichnet diesen Fall als Anpassung oder auch Leistungsanpassung. Die maximal erreichbare Leistung ist

$$N_{ab_{max}} = \frac{E^2}{4 \cdot R_i} \qquad (4)$$



Bild 6: Allgemeiner Vierpol

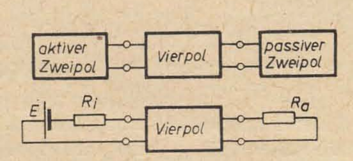


Bild 7: Schaltung eines Vierpols

Vierpole

Ein Vierpol ist ein Bauelement (Transformator, Leitung u. a.) oder eine Schaltung (Dämpfungsglied, Siebglied, Filter usw.) mit zwei Eingangsklemmen und zwei Ausgangsklemmen Bild 6).

Ein Vierpol wird im allgemeinen zwischen

einen aktiven Zweipol und einen passiven Zweipol geschaltet (Bild 7).

Dabei kann der Vierpol die verschiedenartigsten Aufgaben erfüllen:

1. Er kann die vom aktiven Zweipol gelieferte Spannung dem passiven Zweipol zuführen (Leitung).

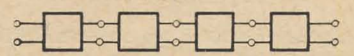


Bild 8: Kettenschaltung von Vierpolen

2. Er kann die vom aktiven Zweipol gelieferte Spannung herabsetzen, bevor sie dem passiven Zweipol zugeführt wird (Dämpfungsglied).
3. Er kann die vom aktiven Zweipol gelieferte Spannung (die aus einem Frequenzgemisch bestehen kann) von unerwünschten Frequenzen befreien, also dem passiven Zweipol nur einen Teil der Frequenzen zuführen, die der aktive Zweipol liefert (Siebkette, Hoch-, Tief- und Bandpaß, Bandsperre usw.).
4. Er kann transformieren oder anpassen (Transformator oder Anpassungsglied).
5. Er kann symmetrieren.
6. Er kann verstärken.

Oft werden mehrere Vierpole in Kettenschaltung (Bild 8) verwendet.

Für Vierpole gibt es vier Grundschaltungen, die eventuell auch in geringen Abwandlungen immer wieder vorkommen: die L-Schaltung,

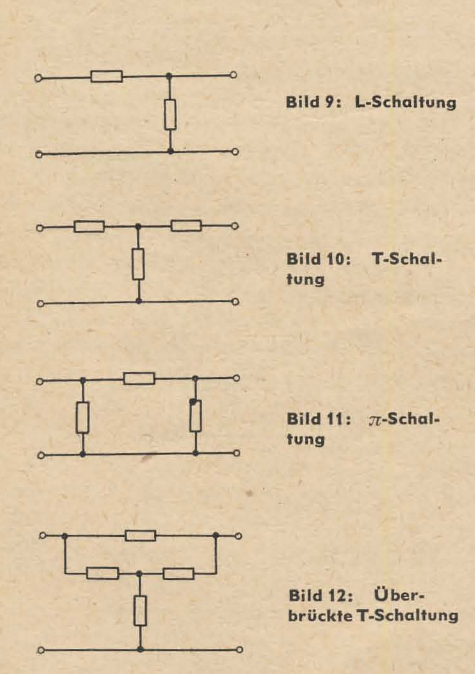


Bild 9: L-Schaltung

Bild 10: T-Schaltung

Bild 11: π-Schaltung

Bild 12: Überbrückte T-Schaltung

die T-Schaltung, die π-Schaltung und die überbrückte T-Schaltung (auch Stevenson-Schaltung genannt).

Die Schaltungen der Bilder 10 ··· 12 sind vielfach symmetrisch (längssymmetrisch), d. h. bei ihnen kann man die Ausgangsseite mit der Eingangsseite vertauschen, ohne daß sich ihre Eigenschaften und Wirkungen ändern.

Neben den symmetrischen gibt es auch unsymmetrische T- und π-Schaltungen. Bei ihnen sind die entsprechend liegenden Widerstände ungleich.

Die L-Schaltung (Bild 9) ist hingegen stets unsymmetrisch.

Schließlich gibt es noch quersymmetrische Abwandlungen der Schaltungen nach den Bildern 10 und 11. Bei ihnen sind die Längswiderstände auf beide Längsleitungen verteilt.

Die in den Schaltungen 9 ··· 12 angegebenen Widerstände können ohmsche Widerstände sein (Dämpfungsglieder, Anpassungsglieder),



Bild 13: Messung des Wellenwiderstandes



Bild 14: Messung des Wellenwiderstandes bei Kettenschaltung

sie können aber auch Spulen, Kondensatoren und andere Bauelemente sein (Filter, Siebschaltungen usw.).

Im folgenden sollen solche Vierpole betrachtet werden, die nur ohmsche Widerstände enthalten.

Bei derartigen Vierpolen gibt es zwei wichtige Vierpolkenngrößen: Wellenwiderstand Z und Dämpfung d, die zunächst erklärt werden sollen.

Der Wellenwiderstand Z des Vierpoles ist an seinen Eingangsklemmen zu messen, wenn am Ausgang des Vierpoles ein Widerstand R_a liegt, der die Größe von Z hat (Bild 13).

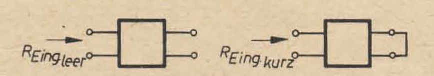


Bild 15: Zur Messung des Wellenwiderstandes bei symmetrischen Vierpolen

Der Wellenwiderstand Z eines Vierpoles ist ebenfalls an den Eingangsklemmen des Vierpols zu messen, wenn man an seinen Ausgang eine große Zahl der gleichen Vierpole in Kettenschaltung legt (Bild 14).

Man erkennt zwar aus diesen beschriebenen Meßverfahren den Begriff des Wellenwiderstandes, jedoch ist die Messung des Wellenwiderstandes in der genannten Art recht schwierig.

Für symmetrische Vierpole gibt es jedoch ein einfaches Verfahren zur Messung des Wellenwiderstandes. Man mißt bei leerlaufenden und bei kurzgeschlossenen Ausgangsklemmen den Eingangswiderstand des Vierpoles und berechnet dann nach Gleichung (5) den Wellenwiderstand (Bild 15):

$$Z = \sqrt{R_{Eing_{leer}} \cdot R_{Eing_{kurz}}} \qquad (5)$$

Die Dämpfung ist das Verhältnis der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung

$$d = \frac{U_{eing}}{U_{ausg}} \qquad (6)$$

Man verwendet anstelle der Dämpfung auch oft den Begriff Wellenspannungsübersetzung A_z [2], wobei dann gilt:

$$A_z = \frac{1}{d} = \frac{U_{ausg}}{U_{eing}} \qquad (6a)$$

Es muß darauf hingewiesen werden, daß bei Kettenschaltung (Bild 8) mehrere Vierpole (mit gleichem Wellenwiderstand) die Gesamtdämpfung gleich dem Produkt der Einzeldämpfungen ist:

$$d_{ges} = d_1 \quad d_2 \cdot d_3 \ldots \qquad (7)$$

Oft werden die Dämpfungswerte auch in Neper oder Dezibel angegeben. Es gilt:

$$b = \ln d \quad \text{in Neper} \qquad (9)$$

oder

$$b = 20 \cdot \lg d \quad \text{in Dezibel} \qquad (9)$$

und

$$b_{ges} = b_1 + b_2 + b_3 + \ldots \qquad (10)$$

Die entsprechenden Werte sind in den einschlägigen Tabellen [3] nachzusehen.

Symmetrische und unsymmetrische Zweipole

Zunächst müssen die bisher festgelegten Begriffe über aktive und passive Zweipole (Bilder 3 und 4) so erweitert werden, daß in der Ersatzschaltung die Eigenschaft ,,symmetrisch" bzw. ,,unsymmetrisch" zum Ausdruck kommt.

Legt man in den Bildern 3 und 4 eine Klemme an Masse (Null), so werden die Zweipole unsymmetrisch (Bilder 16b und 16e). Es ist natürlich beim Zusammenschalten darauf zu achten, daß der Erdpunkt des passiven Zweipoles mit dem des aktiven verbunden wird und daß beim Zwischenschalten eines Vierpoles dieser eine durchgehende Leitung hat (Bilder 17, 22, 24 und 26), die ebenfalls an die Erdleitung geschlossen wird. Die Vierpole nach den Bildern 9 ··· 12 sind also ,,nicht quersymmetrisch", man muß also auf richtige Polung der Eingangsklemmen und Ausgangsklemmen achten.

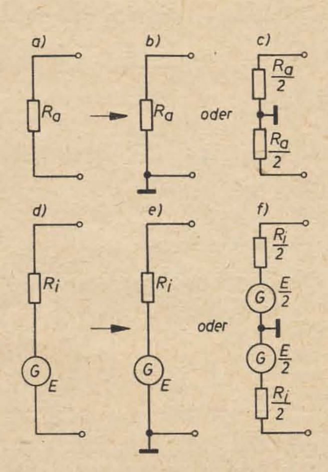


Bild 16: a) Allgemeiner passiver Zweipol, b) unsymmetrischer passiver Zweipol, c) symmetrischer passiver Zweipol, d) allgemeiner aktiver Zweipol, e) unsymmetrischer aktiver Zweipol f) symmetrischer aktiver Zweipol

In symmetrischen Zweipolen ist dagegen die ,,Mitte" geerdet. Das kann man in Ersatzschaltungen so wiedergeben, daß die Widerstände und die Spannungen jeweils zweimal mit ihrem halben Wert erdsymmetrisch dargestellt werden (Bilder 16c und 16f).

Bei der Zusammenschaltung von aktiven und passiven symmetrischen Zweipolen ist die Polung natürlich beliebig. Werden Dämpfungsglieder zwischengeschaltet, so müssen diese quersymmetrisch sein (Bilder 23 und 25).

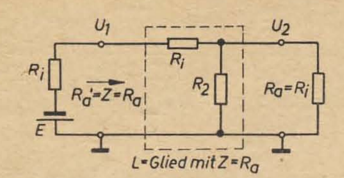


Bild 17: Zur Berechnung des L-Gliedes

Man kann ein unsymmetrisches Sytem nicht direkt mit einem symmetrischen zusammenschalten. Dies ist nur möglich beim Verwenden von entsprechenden Symmetriergliedern.

Berechnung der Vierpole

Dämpfungsglieder

Unsymmetrische Dämpfungsglieder

Zwischen den aktiven Zweipol (mit der Spannungsquelle E und dem Innenwiderstand R_i) und den passiven Zweipol (Außenwiderstand R_a) wird ein unsymmetrisches Dämpfungsglied — ein L-Glied — geschaltet (Bild 17). Dabei soll $R_i = R_a$ sein, so daß bei direktem Anschluß (ohne Dämpfungsglied) Leistungsanpassung vorhanden ist.

Wird nun das L-Glied zwischengeschaltet, so muß der Eingangswiderstand (später R_a' genannt) des L-Gliedes mit dem nachfolgenden Außenwiderstand R_a überein stimmen, damit der aktive Zweipol wieder leistungsangepaßt arbeitet. Nach dem zu Bild 13 gesagten muß das Dämpfungsglied einen Wellenwiderstand $Z = R_a$ haben.

In der Schaltung nach Bild 17 gilt für den Eingangswiderstand bei angeschlossenem R_a

$$R_a' = R_1 + \frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z} = Z\,, \qquad (11)$$

daraus

$$\frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z} = Z - R_1 \qquad (11a)$$

und für die Dämpfung

$$\frac{U_1}{U_2} = d = \frac{R_1 + \frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z}}{\frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z}} = \frac{R_1 (R_2 + Z)}{R_2 \cdot Z} + 1 \qquad (12)$$

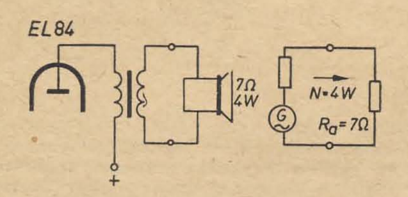


Bild 18: Endstufe mit entsprechender Ersatzschaltung

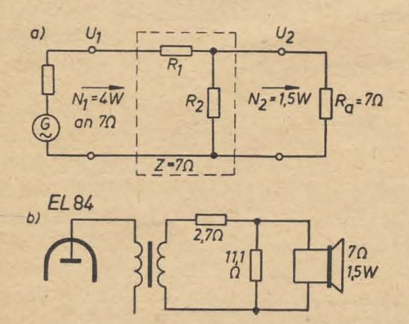


Bild 19: a) Ersatzschaltung der Endstufe mit L-Glied, b) Schaltung der Endstufe mit berechnetem L-Glied

Daraus folgt

$$\frac{R_2 \cdot Z}{R_2 + Z} = \frac{R_2}{d - 1} \qquad (12a)$$

Setzt man Gleichung 11a und 12a gleich, so findet man

$$R_1 = \frac{Z\,(d - 1)}{d} \qquad (13)$$

Setzt man weiterhin Gleichung 13 in 11a ein, so erhält man

$$R_2 = \frac{Z}{d - 1} \qquad (14)$$

Beispiel 1:

In einem Rundfunkgerät mit der Endröhre EL 84 ist ursprünglich ein Lautsprecher 4 W, 7 Ω eingebaut (Bild 18). Dieser soll durch einen Lautsprecher 1,5 W, 7 Ω ersetzt werden, der nun bei Vollaussteuerung überlastet wird. Mit einem vorgeschaltetem L-Glied wird dem Lautsprecher bei entsprechender Dimensionierung des L-Gliedes max. 1,5 W zugeführt (Bilder 19a und 19b).

Das L-Glied muß einen Wellenwiderstand Z von 7 Ω besitzen, damit der Eingangswiderstand des L-Gliedes beim angeschalteten 7-Ω-Lautsprecher 7 Ω beträgt und die Endstufe richtig angepaßt bleibt. Die Dämpfung des L-Gliedes errechnet sich aus den Leistungen. Die Spannung am Eingang des L-Gliedes ergibt sich aus

$$N_1 = \frac{U_1^2}{R_a}$$

zu

$$U_1 = \sqrt{R_a \cdot N_1}$$

und die Spannung am Ausgang aus

$$N_2 = \frac{U_2^2}{R_a}$$

zu

$$U_2 = \sqrt{R_a \cdot N_2}$$

Damit ist

$$d = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\sqrt{R_a \cdot N_1}}{\sqrt{R_a \cdot N_2}} = \sqrt{\frac{N_1}{N_2}} = \sqrt{\frac{4}{1{,}5}} = 1{,}63$$

Somit betragen nach den Gleichungen 13 und 14 die Widerstände des L-Gliedes:

$$R_1 = \frac{7\,(1{,}63 - 1)}{1{,}63} = 2{,}7\ \Omega$$

und

$$R_2 = \frac{6}{1{,}63 - 1} = 11{,}1\ \Omega$$

Die Schaltung mit dem berechneten L-Glied zeigt Bild 19b.

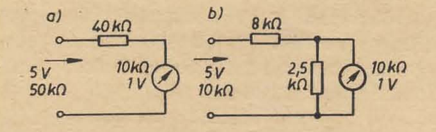


Bild 20: Meßbereicherweiterung, a) mit Vorwiderstand, b) mit L-Glied

Beispiel 2:

Ein Voltmeter besitzt einen Endausschlag von 1 V und einen Innenwiderstand von 10 kΩ. Der Meßbereich soll auf 5 V erweitert werden, ohne daß sich der Widerstand des Meßgerätes ändert.

Man könnte dem Instrument einen Widerstand von 40 kΩ vorschalten (Bild 20a), wodurch sich der Innenwiderstand des Gerätes auf 50 kΩ erhöht. Um jedoch den Innenwiderstand beizubehalten, ist ein L-Glied mit Z = 10 kΩ und d = 5 vorzuschalten, womit nach den Gleichungen 13 und 14

$$R_1 = \frac{10\,(5 - 1)}{5} = 8\ k\Omega$$

und

$$R_2 = \frac{10}{5 - 1} = 2{,}5\ k\Omega$$

betragen. Man erhält dann die Schaltung nach Bild 20b.

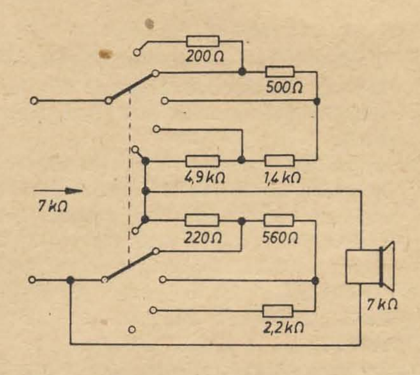


Bild 21: Schaltung eines L-Reglers mit Z = 7 kΩ für fünf Regelstufen

Beispiel 3:

In einer Gemeinschafts-Lautsprecheranlage werden Lautsprecher mit den Werten 7 kΩ, 1,5 W verwendet. Mit einem Umschalter soll die Spannung am Lautsprecher in den Stufen 100%, 30%, 10%, 3% und „Aus" geregelt werden, d. h. mit den Dämpfungen d = 1; 3,3; 10, 33 und ∞. Es werden also vier Dämpfungsglieder mit Z = 7 kΩ für d = 3,3; d = 10; d = 33 und d = ∞ benötigt, während bei d = 1 die volle Spannung zum Lautsprecher geleitet wird. Folgende Berechnungen sind also notwendig:

1. L-Glied für Z = 7 kΩ und d = 3,3:

$$R_1 = \frac{7\,(3{,}3 - 1)}{3{,}3} = 4{,}9\ k\Omega$$

und

$$R_2 = \frac{7}{3{,}3 - 1} = 3\ k\Omega$$

2. L-Glied für Z = 7 kΩ und d = 10:

$$R_1 = \frac{7\,(10 - 1)}{10} = 6{,}3\ k\Omega$$

und

$$R_2 = \frac{7}{10 - 1} = 0{,}78\ k\Omega$$

3. L-Glied für Z = 7 kΩ und d = 33:

$$R_1 = \frac{7\,(33 - 1)}{33} = 6{,}8\ k\Omega$$

und

$$R_2 = \frac{7}{33 - 1} = 0{,}22\ k\Omega$$

4. L-Glied für Z = 7 kΩ und d = ∞:

Hierbei führt die Berechnung nach Gleichung 14 auf $R_2 = 0\ \Omega$. Nach Glegichung 13 erhält man jedoch für R_1 den unbestimmten Ausdruck $\frac{\infty}{\infty}$. Da durch $R_2 = 0$ der Lautsprecher kurzgeschlossen ist, muß R_1 gerade 7 kΩ betragen, damit ein Eingangswiderstand von 7 kΩ erreicht wird.

Die Schaltung des kompletten L-Reglers nach Beispiel 3 zeigt Bild 21.

HF-Tapete

Die HF-Tapete ist ein einfaches, viel zu wenig benutztes Hilfsmittel für den Praktiker. Ihre Anwendung und Herstellung soll im folgenden deshalb noch einmal kurz beschrieben werden. Die HF-Tapete gestattet die Bestimmung
des induktiven Blindwiderstandes X_L,
des kapazitiven Blindwiderstandes X_C,
der Resonanzfrequenz bei gegebenen L- und C-Werten, sowie
eines Schwingkreiselementes L oder C, wenn die Resonanzfrequenz und das andere Element gegeben sind.

Die HF-Tapete ist auf doppelt logarithmischem Millimeterpapier gezeichnet.

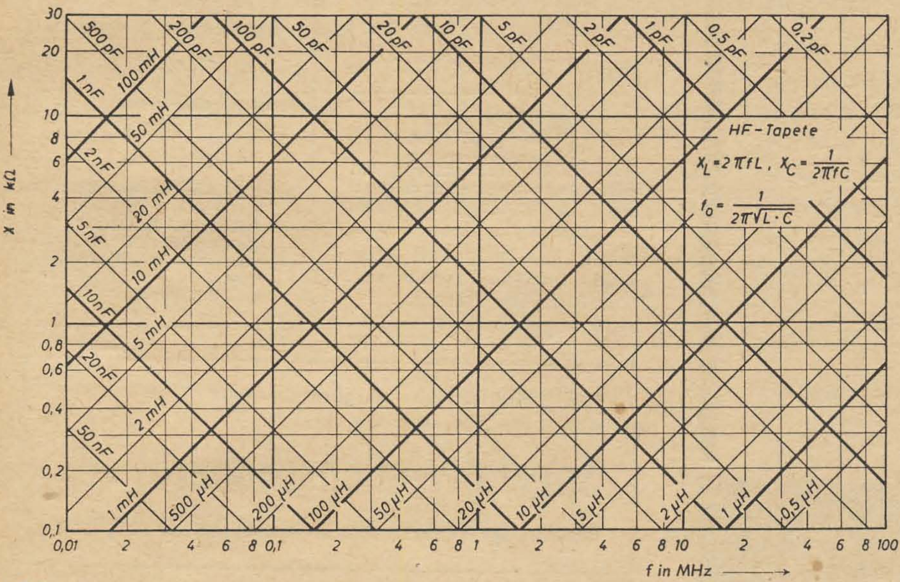
Es ist eine X_L- bzw. X_C-Achse (induktiver bzw. kapazitiver Blindwiderstand) von 100 Ω bis 30 kΩ und eine f-Achse von 10 kHz bis 100 MHz vorhanden, und für verschiedene L- und C-Werte sind die zugehörigen X = f (f)-Linien eingezeichnet. Es können eventuell weitere L- und C-Linien (Parameter) eingetragen werden, um die Ablesegenauigkeit zu erhöhen. Hierfür sind bei jeweils zwei Frequenzen die Blindwiderstände zu ermitteln, die gefundenen Werte einzutragen und entsprechend zu verbinden. Die Ablesung von X_L- und X_C-Werten erfolgt, indem man vom Schnittpunkt des L- bzw. C-Wertes und der betreffenden Frequenz nach links lotet und dort den Widerstandswert abliest.

Die Resonanzfrequenz für gegebene L- und C-Werte findet man, indem man vom Schnittpunkt der betreffenden L- und C-Linien nach unten lotet und dort die Frequenz abliest.

Ein fehlendes Schwingkreiselement findet man, indem man den Schnittpunkt des gegebenen Elementes mit der gewünschten Resonanzfrequenz sucht und von dort auf den Parameter des fehlenden Elementes übergeht. Die Genauigkeit dieses Verfahrens ist für den allgemeinen praktischen Bedarf vollkommen ausreichend und ist abhängig vom Maßstab und der Sorgfalt, mit denen die Tapete angefertigt wird.

Selbstverständlich kann die Tapete bei Bedarf in jeder Richtung (Frequenz, Induktivität, Kapazität und Blindwiderstand) erweitert werden.

Jürgen Wegner



HF-Tapete

Fachbücher

Dipl.-Phys. Rudolf Weibrecht

Der Szintillationszähler in der kerntechnischen Praxis

Kleine Bibliothek der Kerntechnik
VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, Leipzig, 1961
72 Seiten, 37 Bilder, 5,— DM

Der schon durch die in der gleichen Schriftenreihe erschienenen Broschüren „Das Geiger-Zählrohr und andere Strahlennachweisgeräte" (1960) und „Der Szintillationszähler — Aufbau und Wirkungsweise" (1961) bekannte Autor hat es wiederum verstanden, ein interessantes Thema aus der Kernstrahlungsmeßtechnik in leicht verständlicher Form, aber dabei immer exakt bleibend, darzulegen.

Den Stoff des Heftes „Szintillationszähler — Aufbau und Wirkungsweise" voraussetzend, behandelt der Autor in logischer Fortsetzung die Anwendung von Szintillationszählern und den zweckmäßigen Aufbau der Meßanordnungen.

Im ersten Hauptabschnitt werden die Besonderheiten der Szintillationsdetektoren gegenüber anderen Kernstrahlungsdetektoren und bei der Messung verschiedener Strahlungsarten (α-, β-, γ- und Neutronenstrahlung) erklärt und auch einige spezielle Anwendungen (Comptom-Spektrometer, Summenkoinzidenz-Spektrometer, verzögerte Koinzidenzen) erwähnt. Im zweiten Hauptabschnitt findet man das Wesentlichste über den Szintillationsmeßkopf (optischer Kontakt, Spannungsversorgung, Vorverstärker, technischer Aufbau), die elektronische Registriereinrichtung (Linearverstärker, Diskriminator, Analysator, Zählgerät), das Hochspannungsgerät und über Szintillationsspektrometer. Im letzten Hauptabschnitt werden noch einige Hinweise für das Arbeiten mit Szintillationszählern gegeben.

Die Einbandgestaltung entspricht gut dem Inhalt der Broschüre, allerdings könnte das Heft etwas dauerhafter gebunden sein (einzelne Bogen lösen sich).

Zu empfehlen ist diese Arbeit neben den Studierenden der einschlägigen Hoch- und Fachschulen vorwiegend all denen, die sich mit der Kernstrahlungsmeßtechnik befassen, ohne eine entsprechende Grundausbildung durchlaufen zu haben, speziell vor dem Besuch der bekannten Lehrgänge des Amtes für Kernforschung und Kerntechnik.

Langhans

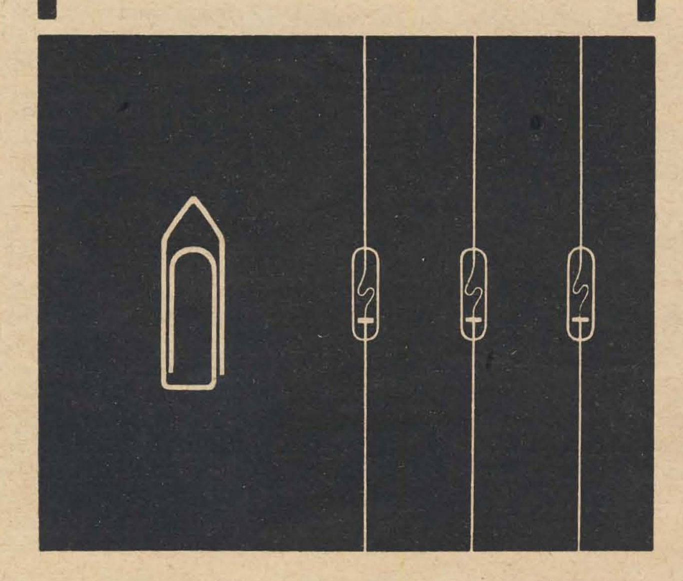
Höchste Präzision auf kleinstem Raum

Germanium-Dioden aus unserer Produktion gehören zu den Halbleiter-Bauelementen, die wegen ihrer konstruktiven und schaltungstechnischen Vorteile beim Bau moderner elektronischer Geräte ständig an Bedeutung gewonnen haben. Besonders wenn es darauf ankommt, Masse und Platz zu sparen, sind sie beim Bau von Miniaturempfängern, Rundfunkempfängern, modernen Fernsehempfängern und Meßgeräten unentbehrlich.

In allen Phasen der Produktion unserer Germanium-Dioden wird sorgfältig auf unbedingte Präzision geachtet. Die Ausführung erfolgt in der bewährten Allglastechnik, so daß ein stabiler Aufbau und ein vollkommen luft- und feuchtigkeitssicherer Abschluß gewährleistet ist. Weitere wichtige Vorzüge sind hohe Grenzfrequenz, geringe Kapazität und große mechanische Unempfindlichkeit.

Masse: etwa 0,5 g, Länge: 13 mm, Durchmesser: 3,5 mm

Germanium-Dioden sind im Fachhandel erhältlich









Leistungsfähige Bauelemente moderner Bauelemente

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK

Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1–5

Achtung, Fernsehbastler!

Verkaufe alle Teile (Röhren, Spulen, Trafos, Widerstände, Kondensatoren, Ablenkteile für 30 cm und auch 43 cm Bildröhre) für Fernsehempfänger mit Bauanleitung nach Radio und Fernsehen, Heft 12/13, 1958. Dazu dunkles „Rubens"-Gehäuse mit Lautsprecher und Glasscheibe, fertiggebohrtes Chassis. (Röhre B 30 M 2 mit Fehler kostenlos) alles zusammen 400.— DM. Einzelheiten auf Anfrage.

Manfred Thiele, Dresden A 19, Holbeinstraße 133

Prospektmaterial

über die Literatur des VEB Verlag Technik fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an.



das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Gesucht! Gehäuse für Stern-Radio, Sonneberg, Typ Ilmenau.
Angebote unter T 112 an
DEWAG-Werbung, Berlin N 54

---

radio und fernsehen

erscheint zweimal im Monat

Anzeigenschlußtermin
am 29. und 13. eines jeden Monats für das übernächste Heft.

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 28-31, und alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der DDR.

Keine Kontaktschwierigkeiten mehr durch die Verwendung von

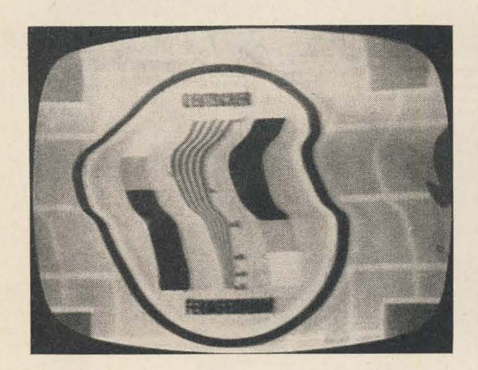
Spezial-Wellenschalteröl »d«

Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.



Fernsehbildfehler II

Zusammengestellt von KARL-HEINZ FINKE



Fehler

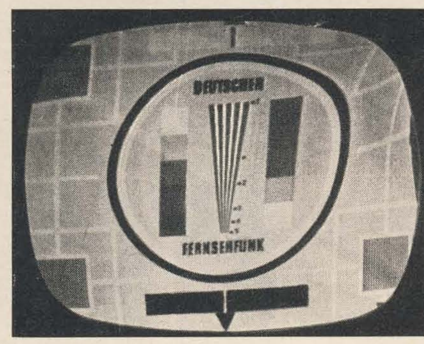
Dunkler Streifen verzerrt das Bild

Ursache

Brummspannung

Fehlerbeseitigung

Elko ist defekt. Heizspannung liegt am Schirmgitter der ECF 82 vom Tuner, da der Schirmgitterkondensator durchgeschlagen ist (gilt nur, wenn Schirmgitter und Heizung über einen Doppelkondensator entkoppelt sind)



Fehler

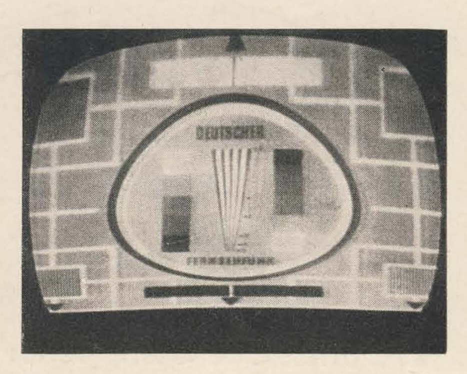
Bildsymmetrie stark verzerrt

Ursache

Justiermagnete verstellt

Fehlerbeseitigung

Justiermagnete nachstellen



Fehler

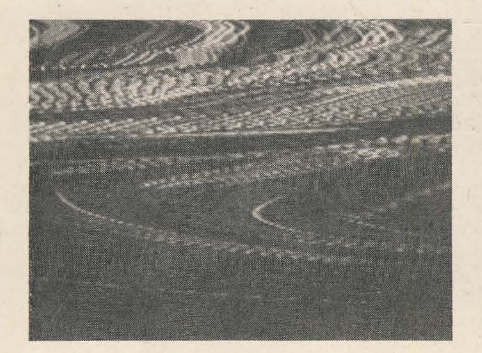
Bild ist unten zusammengeschoben

Ursache

Katodenelko der Bildendstufe ist defekt

Fehlerbeseitigung

Katodenelko auswechseln



Fehler

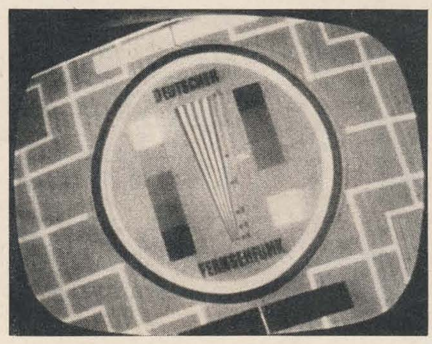
Dunkler Streifen verzerrt vertikale Linien nach der Seite (im Bild übertrieben dargestellt)

Ursache

Zeilenendröhre brummt

Fehlerbeseitigung

Röhre wechseln



Fehler

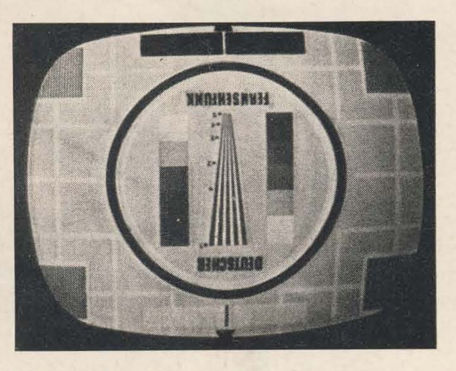
Bild ist schräg

Ursache

Ablenksystem sitzt schräg

Fehlerbeseitigung

Ablenksystem drehen



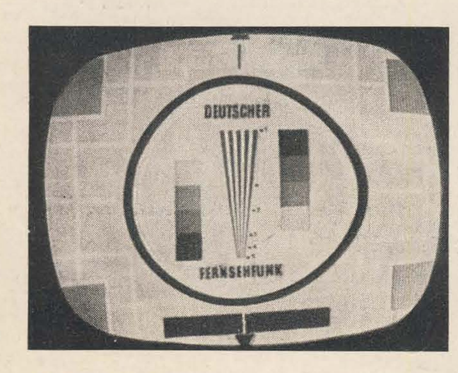
Fehler Bild steht Kopf

Ursache

a) Ablenksystem ist falsch montiert
b) Zeilen- und Bildablenkspulen sind falsch gepolt

Fehlerbeseitigung

a) Ablenksystem um 180° drehen
b) Spulenanschlüsse umlöten



Fehler

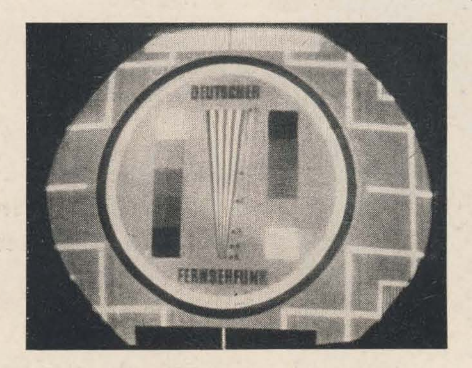
Rechte oder linke Bildhälfte ist breiter als die andere

Ursache

Zeilenlinearität stimmt nicht

Fehlerbeseitigung

Zeilenlinearitätsregler nachstellen



Fehler Bildecken sind verdunkelt (im Extremfall erscheint das Bild rund)

Ursache Ablenksystem ist zu weit von der Schirmfläche entfernt

Fehlerbeseitigung Ablenksystem zur Schirmfläche hin verschieben



Fehler

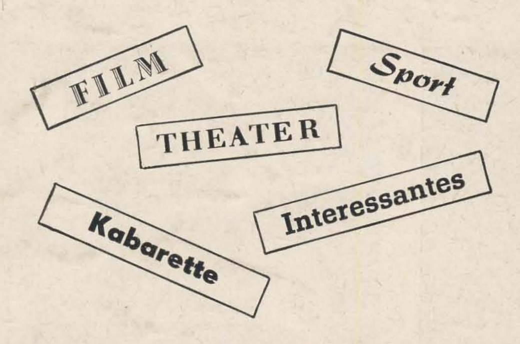
Bild ist seitenverkehrt

Ursache

Anschlüsse für Zeilenablenkspulen sind falsch angeschlossen

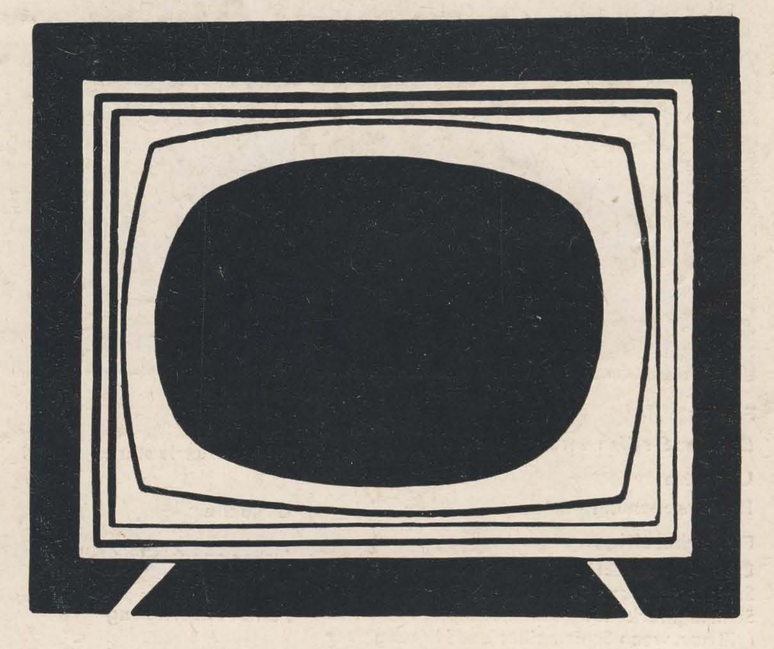
Fehlerbeseitigung

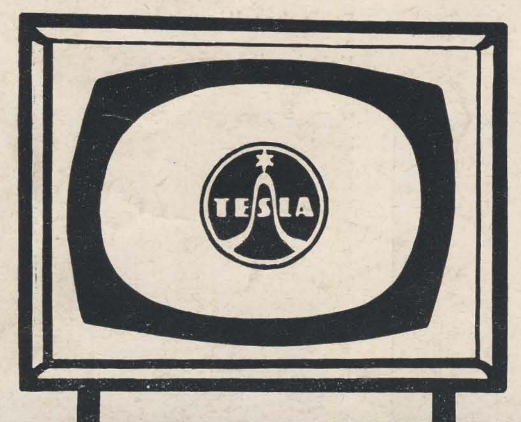
Spulenanschlüsse umtauschen

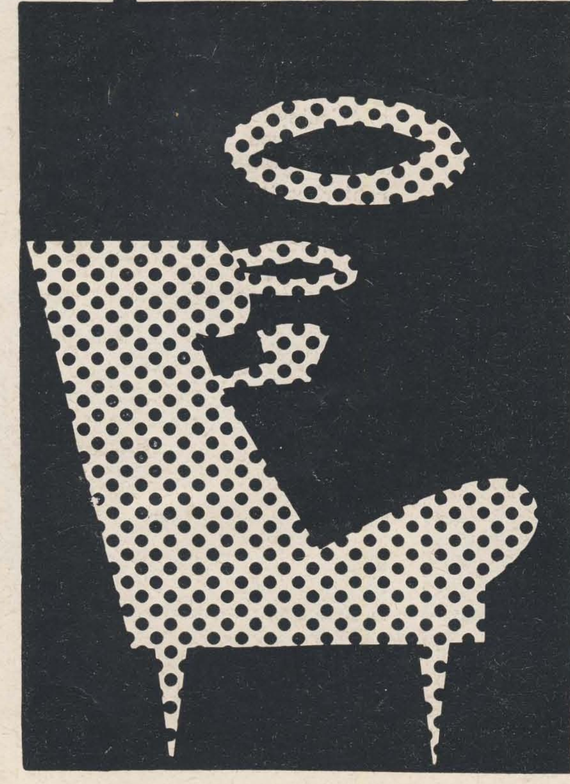


Wollen Sie Ihre freien Abende angenehm verbringen?

Dies ermöglicht Ihnen der tschechoslowakische Fernsehempfänger **LOTOS-TESLA 4211 U-6,** der Sie durch seine Eigenschaften nicht enttäuscht.







Fernsehempfänger für den Empfang in 10 Fernsehkanälen der CCIR-Norm im I.—III. Fernsehband. Für das III. Fernsehband ist dieser mit einer Dipolantenne ausgestattet. Die Bildqualität wird mittels eines Klarzeichners geregelt. Die getastete Automatik hält den Schwarzpegel aufrecht und regelt automatisch die Helligkeit. Die Glassicherheitsscheibe sowie der Bildschirm können leicht und rasch gereinigt werden. Das kippbare Chassis erleichtert die Reparaturen. Anwendung gedruckter Schaltungen. Zwei Lautsprecher sorgen für vollendete Wiedergabe. Regelung der Klangfarbe mittels eines Klangregisters. Varistoren stabilisierten die Bildabmessungen.

TECHNISCHE ANGABEN

Röhrenbestückung: PCC 88, 2×PCF 82, 5×EF 80, PCL 84, FABC 80, PL 84, ECH 81, PCL 82, PCF 82, PL 36, EAA 91, PY 88, DY 86, 431 QQ 44 (AW 43-88, 2×7 NN 41, 2×3 NN 41, 36 NP 75 [OY 241])

Anzahl der Kreise: 19
Klangregister: Drucktasten
Antenne: 300 Ohm
Bildröhrendiagonale: 53 cm
Ablenkung: 110°
Bildgröße: 472×368 mm
Ausgangsleistung: 2,5 W

Lautsprecher: oval 200×160 mm
Hochtonlautsprecher 75×50 mm
Netzanschluß: 220 V Wechselstrom
Leistungsaufnahme: 160 W
Abmessungen: 570×530×450 mm
Gewicht: 28 kg

**Importeur: Heim-Electric,
Deutsche Export- und Importgesellschaft m. b. H.,
Berlin C 2, Liebknechtstr. 14**

Exporteur:



Praha 7, Třida Dukelských hrdinů 47, Tschechoslowakei